



**MARCOS RAFAEL DO
VALE DE ALMEIDA
MARTINS**

**MEDIDOR DE PERMEABILIDADE MAGNÉTICA
BASEADO EM CIRCUITOS OSCILADORES**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Eletrónica e Telecomunicações (Mestrado Integrado), realizada sob a orientação científica do Doutor Telmo Reis Cunha, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

O júri

presidente

Prof. Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota
professor associado DETI-UA

Prof. Doutor Rui Paulo Pinto da Rocha
professor auxiliar da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Prof. Doutor Telmo Reis Cunha
professor auxiliar DETI-UA

Agradecimentos

Em primeiro lugar, os meus agradecimentos vão especialmente para os meus pais, pelos valores que me transmitiram, pelo esforço, dedicação e apoio incondicional prestado ao longo da minha formação académica, execução e conclusão desta dissertação.

Um especial agradecimento vai para o meu orientador científico Prof. Doutor Telmo Reis Cunha, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, pelo apoio, orientação e sua pronta aceitação do tema de dissertação. A motivação demonstrada e a delegação de alguma autonomia deram-me forças para desbravar caminhos desconhecidos e concluir o trabalho com sucesso, contribuindo para o meu desenvolvimento pessoal. Foi um privilégio, para mim, receber os seus ensinamentos.

Um registo de gratidão vai para o meu irmão e restante família que sempre me apoiaram.

Aos meus amigos próximos que me acompanharam e estiveram ao meu lado, nos bons e menos bons momentos do meu percurso académico, os meus eternos agradecimentos.

Obrigado a todos os meus colegas e amigos que direta ou indiretamente comigo interagiram, pela disponibilidade e paciência que tiveram comigo.

Um miminho especial vai para a minha amiga e namorada Joanna, por todo o seu companheirismo, pelo incansável apoio, e, por acreditar em mim, sempre me incentivou e nunca me deixou pensar em desistir.

Para todos os que direta ou indiretamente comigo interagiram e me apoiaram, mencionados ou não, vão os meus agradecimentos.

Palavras-chave

Oscilador, Colpitts, Clapp, *Mixer*, Permeabilidade, Magnética, Amplificador, Circuito Ressonante.

Resumo

Atualmente os osciladores encontram-se em quase todos os dispositivos eletrônicos. Os sinais produzidos por estes elementos podem ser sinusoidais e servir de portadoras no caso de emissores e recetores de telecomunicações, ou ser ondas quadradas e servir de sinais de temporização em circuitos digitais. O circuito ressonante dos osciladores pode ser derivado de um cristal, que tem um enorme fator de qualidade, ou de um circuito RLC.

O trabalho descrito neste relatório incide no estudo, projeto, implementação e teste de circuitos eletrônicos osciladores, sendo dois destes osciladores utilizados na implementação de um dispositivo eletrônico cujo objetivo consiste em estimar a permeabilidade magnética de diferentes materiais. Um dos osciladores, baseado num cristal de quartzo, gera um sinal sinusoidal de referência (de frequência sempre constante). O segundo oscilador, baseado num circuito LC ressonante cuja bobina permite a inserção de diferentes materiais no seu núcleo, gera um sinal de frequência similar à do oscilador de referência, estando a diferença de frequências dependente da permeabilidade magnética da bobina. Para uma melhor compreensão, inserindo na bobina diferentes materiais impõe-se diferentes valores na indutância da bobina do circuito ressonante, fazendo este oscilador variar a sua frequência de oscilação. Um *mixer* seguido de um filtro passa baixo isola o sinal sinusoidal cuja frequência é a diferença de oscilação dos dois osciladores. Através da medição deste último sinal, recorrendo a um microprocessador para o efeito, pretende-se determinar, assim, uma estimativa da permeabilidade magnética do material inserido no núcleo da referida bobina.

Abstract

Nowadays, oscillators are in almost all electronic devices. The signals produced by oscillator circuits can be sinusoidal, as used in transmitters and receivers as a carrier, or a square-wave signal, used as timing signals in digital circuits for instance. The resonant frequency of oscillators can be derived from a crystal, which has a high Q-factor, or from a RLC circuit.

The work presented in this report focuses on the study, design, implementation and testing of oscillator electronic circuits, being two of these oscillators used in the implementation of an electronic device intended to be capable of estimating the magnetic permeability of distinct materials. One of the oscillators, based on a quartz crystal, generates a reference sinusoidal signal (of constant frequency). The second oscillator, based on a LC resonant circuit whose coil allows the insertion of different materials in its core, generates a signal of similar frequency to that of the reference oscillator, being the frequency difference dependent of the magnetic permeability of the coil. For better understanding, the insertion of different materials in the coil core imposes distinct inductance values of the resonant circuit coil, making this oscillator vary its oscillation frequency). A *mixer*, followed by a low pass filter, isolates the sinusoidal signal whose frequency is equal to the frequency difference of the two oscillator's signals. Through the measurement of the frequency of this last signal, resorting to a microprocessor, it is intended to determine an estimate of the magnetic permeability of the material inserted in the referred coil.

ÍNDICE DE CONTEÚDOS

| | |
|---|----|
| CAPÍTULO 1 | 8 |
| INTRODUÇÃO | 8 |
| 1.1. Descrição geral | 8 |
| 1.3. Objetivo da dissertação | 9 |
| 1.4. Organização | 10 |
| CAPÍTULO 2 | 12 |
| PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DOS MECANISMOS DE OSCILAÇÃO | 12 |
| 2.1 Introdução | 12 |
| 2.2 Configurações de osciladores | 17 |
| 2.3 Configurações de osciladores baseados num cristal | 22 |
| 2.3.1 Variações na frequência devido à temperatura e envelhecimento . | 23 |
| 2.3.2 ESR e <i>drive level</i> | 24 |
| CAPÍTULO 3 | 31 |
| ANÁLISE DOS PRINCIPAIS PARÂMETROS QUE CARACTERIZAM O DESEMPENHO DOS OSCILADORES | 31 |
| 3.1 Estabilidade na frequência | 31 |
| 3.2. Fator de qualidade | 34 |
| 3.3 Ruído em osciladores | 35 |
| CAPÍTULO 4 | 38 |
| ELABORAÇÃO DE UMA BOBINA E O SEU COMPORTAMENTO NA PRESENÇA DE MATERIAIS COM PERMEABILIDADE MAGNÉTICA DIFERENTE DA DO AR | 38 |
| CAPÍTULO 5 | 44 |
| PROJETO DOS CIRCUITOS IMPLICADOS NO MEDIDOR DE PERMEABILIDADE MAGNÉTICA | 44 |

| | |
|---|----|
| 5.1 Oscilador <i>LC</i> Clapp | 44 |
| 5.2 Oscilador Pierce (cristal) | 49 |
| 5.3 <i>Mixer</i> | 54 |
| 5.4 Filtro passa-baixo | 57 |
| 5.5 Amplificador | 61 |
| 5.6 Circuito de entrada no PIC32 | 65 |
| CAPÍTULO 6 | 71 |
| TESTE E VALIDAÇÃO DO SISTEMA IMPLEMENTADO | 71 |
| CAPÍTULO 7 | 76 |
| CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO..... | 76 |
| CÓDIGO:..... | 78 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS | 83 |

ÍNDICE DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1- Diagrama de blocos geral do medidor de permeabilidade magnética..... | 9 |
| Figura 2 - Diagrama de blocos que apresenta a estrutura simplificada de um oscilador..... | 13 |
| Figura 3 - A relação entre a localização dos polos e a resposta transitória. [1] ... | 15 |
| Figura 4 - Modelo genérico de um oscilador. | 16 |
| Figura 5 - Exemplo de um oscilador Colpitts. | 20 |
| Figura 6- Exemplo de um oscilador Hartley. [3]..... | 21 |
| Figura 7- Exemplo de um oscilador Clapp. | 22 |
| Figura 8- (a) Modelo de um cristal. (b) Gráfico típico de X_e e R_e . (c) Modelo equivalente de um cristal na região de ressonância em paralelo. [3] | 25 |
| Figura 9- Gráfico da impedância de um cristal. [3] | 27 |
| Figura 10- Condensador em série com um cristal..... | 28 |
| Figura 11- Circuito equivalente de um cristal com uma capacidade em série. [3] | 29 |
| Figura 12- Característica de fase da função de transferência da malha de dois circuitos osciladores. [3] | 33 |
| Figura 13- Resposta em frequência detalhada para um elevado Q. [3] | 35 |
| Figura 14 - Gráfico de dois sinais sinusoidais onde um apresenta-se sem variação de fase ao longo do tempo (sinal ideal) e o outro apresenta-se com variação de fase ao longo do tempo. [3] | 36 |
| Figura 15 - Skin Depth [7] | 39 |
| Figura 16 - (a) Bobina final. (b) Carta de Smith da bobina final..... | 40 |
| Figura 17 - Oscilador LC Clapp seguido de um Coletor Comum e de um Mixer. . | 47 |
| Figura 18 - Forma de onda no coletor de Q1 (figura 17): (a) Onda resultante da simulação PSPICE. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório. | 48 |
| Figura 19 - (a) Oscilador Pierce. (b) Oscilador Colpitts. (c) Oscilador Clapp. | 50 |
| Figura 20 - Circuito equivalente de um cristal com a capacidade de carga. [2].... | 51 |
| Figura 21 - Oscilador de cristal Pierce seguido de um Coletor Comum e de um Mixer. | 53 |

| | |
|--|----|
| Figura 22 – Forma de onda no coletor de Q1 (figura 20): (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório. | 54 |
| Figura 23 - Sinal de saída de um mixer, no domínio da frequência. [13] | 55 |
| Figura 24 - (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório. | 56 |
| Figura 25 - Filtros passa baixo: (a) Filtro LC simples (filtro do tipo L); (b) Filtro LC em forma de "T"; (c) Filtro LC em forma de "PI" | 57 |
| Figura 26 - Filtro passa-baixo projetado. | 59 |
| Figura 27 - Visualização da FFT (Fast Fourier transform) antes de chegar à frequência de corte, -3 dB (a) e depois de chegar à frequência de corte, -3 dB (b) | 60 |
| Figura 28 – Saída do filtro passa-baixo que se segue ao mixer: (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante do filtro medido em laboratório. | 61 |
| Figura 29 - Amplificador inversor Emissor Comum seguido de um coletor comum. | 62 |
| Figura 30 - Preparação do sinal à saída do coletor comum adicionando-lhe uma tensão DC. | 63 |
| Figura 31 – Sinal de saída do amplificador que amplifica o sinal de saída do filtro passa-baixo que filtra o sinal gerado pelo mixer: (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório. | 64 |
| Figura 33 - Circuito completo. | 65 |
| Figura 33 - Schmitt trigger utilizado na interface entre o circuito eletrónico e o PIC32. | 66 |
| Figura 34 - Resultado em simulação do Schmitt Trigger da figura 31 (a verde: sinal de entrada do comparador; a vermelho: sinal de saída do comparador). | 67 |
| Figura 35 - (a)Entrada no Schmitt Trigger (b)Saída do Schmitt Trigger | 68 |
| Figura 36 - Fluxograma com a estrutura do código implementado no PIC32. | 69 |
| Figura 37 - Medição do desvio de frequência com a inserção das barras de Latão, Alumínio, Cobre e Aço Inox no núcleo da bobina. (1 - bobina implementada, 2 – circuito implementado, 3 – Microcontrolador, 4 – materiais metálicos usados na medição). | 72 |

| | |
|--|----|
| Figura 38 - Medição da variação da frequência com a aproximação da ferrite do núcleo da bobina. | 73 |
|--|----|

ACRÓNIMOS

| | |
|--------|---|
| ADC | – Conversor de Analógico para Digital |
| PIC | – Peripheral Interface Controller |
| VCO | – Voltage-Controlled Oscillator |
| BJT | – Bipolar Junction Transistor |
| BW | – Bandwidth |
| CC | – Corrente Contínua |
| PC | – Personal Computer |
| ESR | – Equivalent Series Resistance |
| AmpOp | – Amplificador Operacional |
| MOSFET | – Metal–oxide–semiconductor field-effect transistor |
| LO | – Oscillator Local |
| Ppm | – Partes por milhão |
| RFC | – Radio Frequency Choke |
| RF | – Radio Frequency |
| IF | – Intermediate Frequency |
| VNA | – Vector Network Analyzer |

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1. Descrição geral

Os circuitos osciladores são elementos nucleares no que respeita à eletrônica, principalmente no referente à comunicação entre dispositivos. Estes geram um sinal com uma certa frequência fixa a qual serve de referência, por exemplo, nos processos de modulação e desmodulação de sinais em telecomunicações.

O desempenho desta função está dependente da precisão dos osciladores, que, ao mais pequeno desvio, pode comprometer toda a informação transmitida. Assim, é fundamental o estudo das suas propriedades na área da eletrônica e telecomunicações.

1.2. Enquadramento do trabalho

O presente trabalho teve como objetivo o estudo mais aprofundado das propriedades que caracterizam os osciladores eletrônicos e a sua aplicação na criação de um dispositivo medidor de permeabilidade magnética.

Para a implementação do mesmo, comparou-se a frequência gerada por um oscilador local de grande precisão, pois a oscilação é gerada por um cristal de quartzo e a sua frequência de oscilação não varia com o ambiente envolvente, com a frequência gerada por um circuito ressonante LC, cuja frequência varia com a alteração da permeabilidade magnética do núcleo da bobina. A indutância da bobina reflete as características do meio onde esta está inserida, variando o seu valor consoante a alteração da permeabilidade magnética do meio que a rodeia.

As saídas dos dois circuitos osciladores são processadas por um misturador (*mixer*) que, devido à sua forte componente não linear, apresenta na saída um sinal com várias componentes de frequência, incluindo a da diferença entre as frequências dos dois sinais dos osciladores.

Um filtro passa-baixo isola a componente de sinal à diferença das duas frequências, que é depois amplificada e ajustada de acordo com a especificação da entrada do microcontrolador (PIC32).

Após a ligação do PIC ao PC, servindo este de interface com o circuito, pode observar-se a alteração da frequência do circuito oscilador LC e calcular a alteração da permeabilidade magnética que ocorreu na bobina.

O diagrama de blocos da figura 1 representa o funcionamento geral do medidor de permeabilidade magnética.

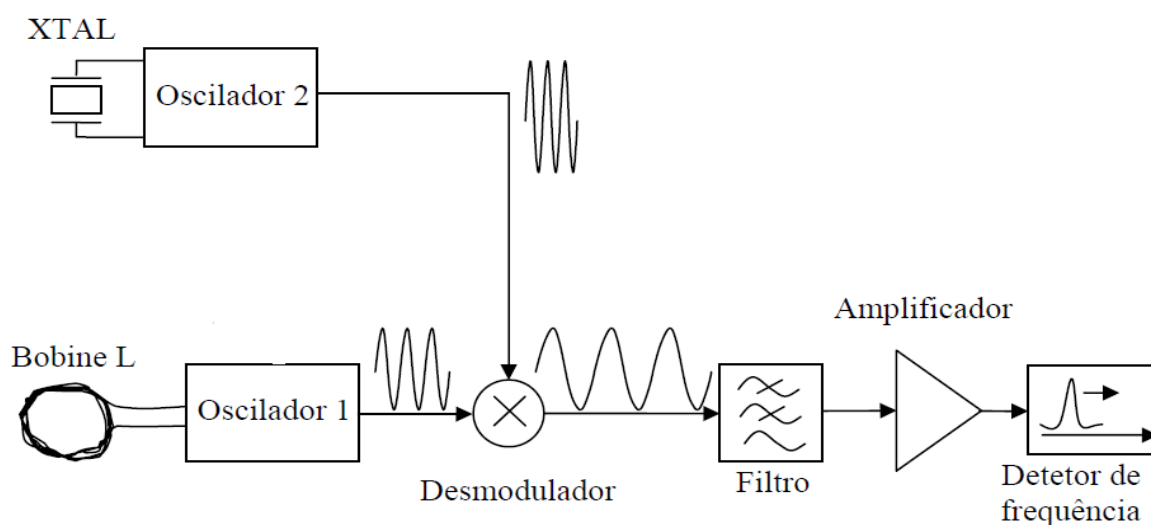


Figura 1- Diagrama de blocos geral do medidor de permeabilidade magnética.

1.3. Objetivo da dissertação

A dissertação tem como objetivo a implementação de dois osciladores de modo a operarem a uma frequência de funcionamento da ordem de alguns MHz, assim como o estudo dos sinais internos e da aplicação dos diversos componentes que compõem o medidor de permeabilidade magnética.

Deste modo, foi realizada a seguinte ordem de trabalhos:

- Caracterizou-se o princípio de funcionamento dos osciladores;

- Analisaram-se três arquiteturas diferentes de osciladores: Colpitts, Hartley e Clapp, assim como a sua possível adaptação para VCO (Voltage-Controlled Oscillator);
- Foram projetados dois dos osciladores analisados, obedecendo a um conjunto de especificações, como por exemplo a frequência de oscilação;
- Foram projetados todos os componentes adjacentes ao projeto, ou seja, o *mixer*, o filtro passa-baixo, o amplificador e a respetiva programação do PIC.

1.4. Organização

A presente dissertação encontra-se organizada por capítulos, de acordo com a seguinte descrição:

No **capítulo 1 – Introdução** – procede-se a uma descrição geral, ao enquadramento do projeto, bem como à definição do principal objetivo.

No **capítulo 2 – Princípios de funcionamento dos mecanismos de oscilação** – é feita uma análise dos princípios de funcionamento dos mecanismos de oscilação em circuitos eletrónicos, assim como as configurações mais usuais de circuitos osciladores baseados em transístores.

No **capítulo 3 – Análise dos principais parâmetros que caracterizam o desempenho dos osciladores** – é feita uma análise dos principais parâmetros que caracterizam o desempenho dos osciladores, ou seja, o ruído de fase, a sensibilidade de oscilação de acordo com a sensibilidade dos diversos parâmetros do circuito, a estabilidade dos circuitos de oscilação e a distorção harmónica.

No **capítulo 4 – Elaboração de uma bobina e o seu comportamento na presença de materiais com permeabilidade magnética diferente da do ar** – é apresentado o procedimento da elaboração e caracterização de uma bobina, assim como o seu comportamento na presença de um material com permeabilidade magnética relativa, diferente de 1.

No **capítulo 5 – Projeto dos circuitos implicados no medidor de permeabilidade magnética** – é descrito o projeto dos dois osciladores, assim como o resto dos circuitos que compõem o medidor de permeabilidade magnética. É apresentada a simulação dos circuitos eletrónicos em PSPICE e é feita uma

análise dos resultados obtidos. São apresentados os resultados dos testes do *hardware* em laboratório, que são comparados com os resultados previstos pelo simulador.

No **capítulo 6 – Teste e validação do sistema implementado** – são apresentadas as conclusões e alguns esclarecimentos acerca do trabalho efetuado.

No **capítulo 7 – Conclusões e trabalho futuro** – são apresentados alguns pontos possíveis a realizar no futuro.

CAPÍTULO 2

PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DOS MECANISMOS DE OSCILAÇÃO

Neste capítulo, é apresentado o princípio de funcionamento dos osciladores subdividido em diversas secções.

Primeiramente, na secção 2.1, é apresentada uma introdução aos circuitos osciladores com diagramas acompanhados de uma explicação dos respetivos princípios de funcionamento.

Na secção 2.2., são apresentadas as configurações mais usuais de osciladores baseados em transístores.

Finalmente, na secção 2.3., é apresentado o modo de funcionamento de um oscilador de cristal, assim como as suas três configurações.

2.1 Introdução

Um oscilador é um circuito elétrico que não necessita de sinal de entrada ou de referência, apenas necessita do ruído existente na linha (exemplificado como sinal X_i na figura 2). Este produz, na saída, um sinal de período fixo, tipicamente sinusoidal, quadrangular ou triangular. A realimentação positiva, como se pode observar na figura 2, introduz instabilidade ao sistema que resulta numa oscilação na saída. A frequência é essencialmente definida pela disposição e valores dos componentes do circuito ressonante, LC ou derivado de um cristal, situado na malha de realimentação. A disposição de bobinas e condensadores, ou no caso de um cristal, a disposição do cristal e dos condensadores, definem o tipo de oscilador. As configurações de osciladores para médias frequências (de aproximadamente 2.5 MHz neste trabalho) consideradas e comparadas, foram: Colpitts, Clapp e Hartley.

Na figura 2 está representado um diagrama de blocos que apresenta, de uma forma condensada, como o circuito oscilador está estruturado.

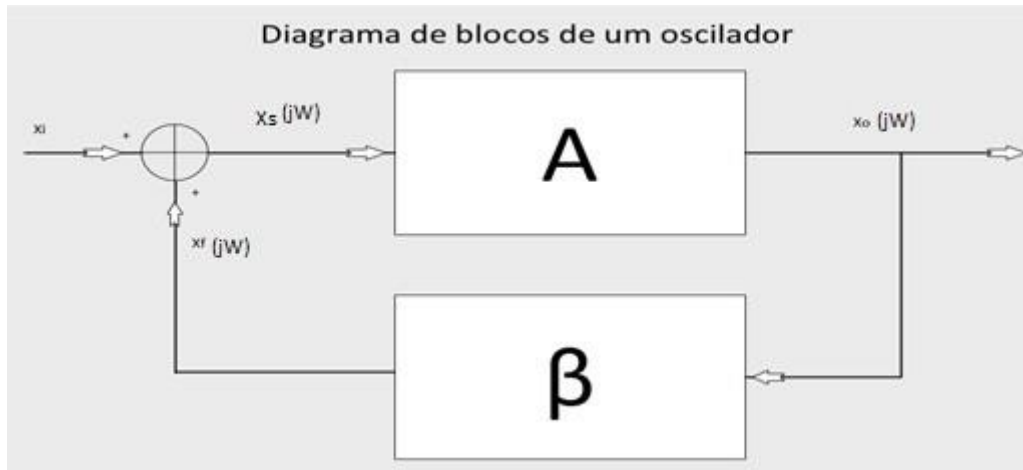


Figura 2 - Diagrama de blocos que apresenta a estrutura simplificada de um oscilador.

O bloco A representa a função de transferência de um amplificador e o bloco β representa a função de transferência de um circuito ressonante.

O circuito em malha fechada representado na figura 2 tem a seguinte função transferência no domínio de Laplace.

$$A_f(s) = \frac{X_o(s)}{X_i(s)} = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} \quad (1)$$

A equação característica retirada do denominador da sua função transferência coincide com a equação homogênea da equação diferencial que descreve o sistema realimentado sendo determinante na caracterização do comportamento dinâmico característico do sistema em malha fechada:

$$1 - A(s)\beta(s) = 0 \Leftrightarrow A(s)\beta(s) = 1 \quad (2)$$

Para a existência de uma oscilação permanente, considerando que, num circuito, o ruído está sempre presente e deve-se a vários fatores, como por exemplo a vibrações térmicas, admite-se que num ponto qualquer da malha se encontra um sinal de ruído com energia em todas as frequências (na largura de banda de interesse). Sendo o sistema linear, a evolução desse sinal de ruído ao longo da malha pode ser analisado considerando cada componente de frequência

isoladamente. Considere-se que esse ruído surge (esporadicamente) na entrada do amplificador ($X_s(j\omega)$ para a frequência ω na figura 1). Esse sinal será amplificado pelo amplificador e posteriormente filtrado pelo filtro do caminho de realimentação, chegando novamente ao ponto em que partiu. Portanto, depois de “uma volta à malha”, cada componente de frequência do sinal de ruído original, $X_s(j\omega)$, aparecerá multiplicada pela função de transferência $A(j\omega)\beta(j\omega)$, que é a função de transferência da malha. Para as frequências em que o módulo de $|A(j\omega)\beta(j\omega)|$ é menor do que 1, as componentes de ruído, “depois de uma volta” surgem atenuadas relativamente ao ruído original, pelo que estas componentes de ruído tenderão a desvanecer (não provocam oscilação permanente). Assim, é necessário que, para haver oscilação permanente a uma determinada frequência ω_{osc} , que $|A(j\omega_{osc})\beta(j\omega_{osc})|$ seja ≥ 1 . O caso de igualdade nunca se verifica em permanência como se pode verificar na figura 3 (para um sistema oscilar, os seus polos devem estar sobre o eixo imaginário ou à direita do mesmo).

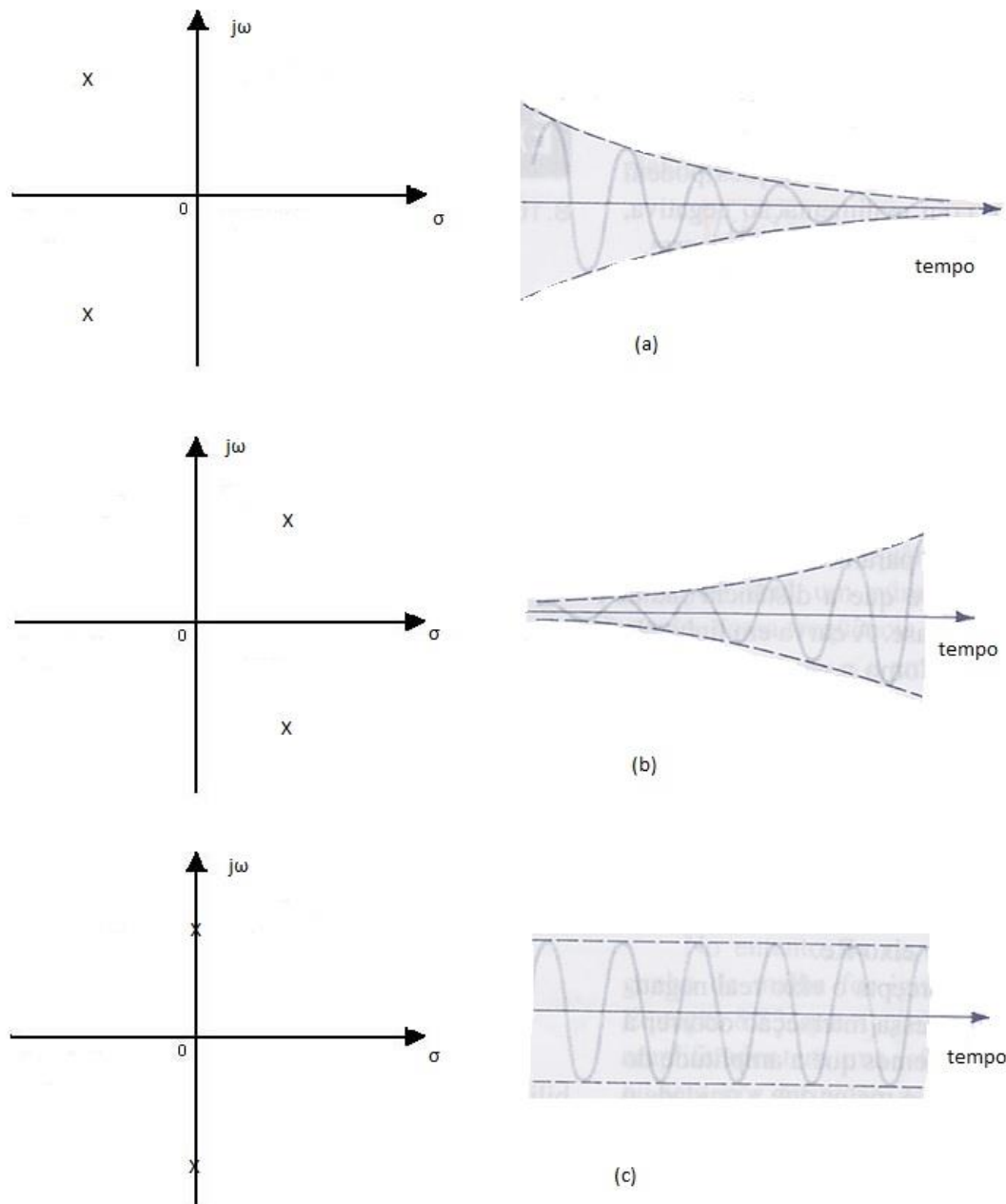


Figura 3 - A relação entre a localização dos polos e a resposta transitória. [1]

Se os polos estiverem em cima do eixo imaginário a forma de onda de saída tem uma amplitude constante, e se estiverem à direita, a forma de onda começa a crescer exponencialmente até que um fenómeno não linear (saturação) limite o seu crescimento. Como ao desenvolver um oscilador, não se consegue garantir que os polos fiquem sobre o eixo imaginário devido, por exemplo, a variações da temperatura, então temos de os colocar no semiplano direito.

Considerando que o bloco A da figura 1 é um amplificador e que se pode substituir por um modelo de quadripolo com uma resistência de entrada R_{in} , uma resistência de saída R_o , um ganho A , uma tensão de entrada $V_{in}(j\omega)$, uma tensão de saída $V_o(j\omega)$, uma tensão de saída da malha de realimentação $V_f(j\omega)$ e que a realimentação é constituída por três elementos passivos representados pelas suas impedâncias Z_1 , Z_2 e Z_3 , podemos obter o esquema da figura 4:

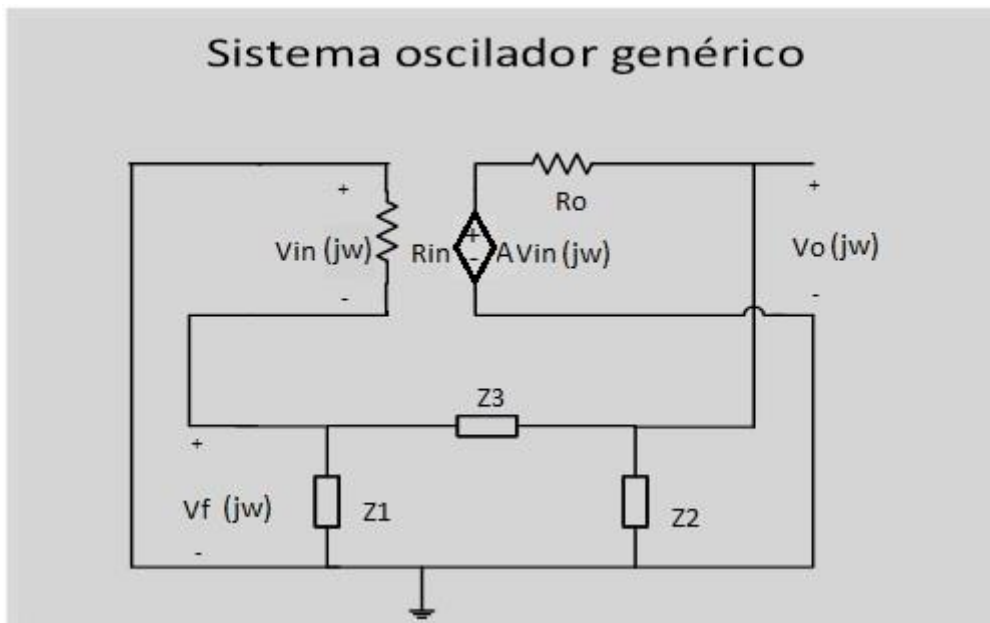


Figura 4 - Modelo genérico de um oscilador.

Ao existir uma frequência, seja ω_{osc} , para a qual a fase de $A(j\omega_{osc})\beta(j\omega_{osc})$ seja -180° (para essa frequência o produto entre A e β corresponde a um ganho real negativo), então, como $V_{in}(j\omega) = -V_f(j\omega)$ (o sinal passa por um inversor), o sinal de ruído apenas nessa componente de frequência vai surgir, “depois de uma volta”, em fase com a componente de ruído original (a essa mesma frequência). Ou seja, sendo $|A(j\omega_{osc})\beta(j\omega_{osc})| > 1$, essa componente de frequência regenera-se depois de “uma volta à malha”, surgindo nesse ponto uma réplica da componente original, mas com maior amplitude (mas a mesma fase). Para as componentes de frequência para as quais a fase de $A(j\omega)\beta(j\omega)$ não é -180° , tais componentes não

são regeneradas pela malha de realimentação. Apenas a componente, a ω_{osc} , é regenerada.

Logo, para que exista uma frequência ω_{osc} para a qual surja oscilação permanente, terão que se verificar, para essa frequência, as condições de fase e de amplitude descritas. Caso tal se verifique, a função de transferência $A(j\omega)\beta(j\omega)$ apresenta um valor real negativo à frequência $\omega = \omega_{osc}$ (pois neste ponto a fase é -180°). Essas condições são conhecidas como critério de Barkhausen [1]:

1. O ganho, em módulo, da malha (i.e. $A(s)\beta(s)$) à frequência de oscilação deve ser igual ou maior que 1;
2. O desvio da fase ao longo da malha deve ser $-K2\pi$, sendo K um inteiro.

A equação (2) pode então ser escrita da seguinte forma:

$$A(s)\beta(s) = |A(s)\beta(s)| \underline{A(s)\beta(s)} = 1 \quad (3)$$

2.2 Configurações de osciladores

Existem vários tipos de amplificadores, sendo constituídos tipicamente com base nos seguintes elementos ativos de base: Amplificador Operacional (AmpOp), BJT e MOSFET.

Os AmpOp têm algumas vantagens face aos BJT e MOSFET, como por exemplo, o ganho ser independente da polarização. Os contras de usar um AmpOp são: baixo slew-rate e um custo muito mais elevado que um BJT ou MOSFET. No entanto, com o avanço da tecnologia, neste momento já existem AmpOp capazes de operar a frequências perto dos 140MHz, embora estes dispositivos sejam significativamente mais caros que transístores que operem até essa frequência. [2] Após esta análise procedeu-se à comparação entre BJT e os MOSFET como dispositivos de base para a constituição de osciladores para frequências da ordem das unidades de MHz (gama prevista para os osciladores a implementar neste

trabalho). Os transístores BJT e os transístores MOSFET exibem características muito semelhantes e são competidores em aplicações RF. Quando se trata de aplicações que requerem baixo consumo de potência ou que ocupe pouco espaço, o MOSFET é o mais indicado. No entanto, em aplicações que requerem frequências muito altas, o BJT é o indicado. [1] Para este circuito, optou-se pelo BJT.

Na figura 4 pode-se verificar, no bloco de realimentação, que existem três componentes, com as respectivas impedâncias Z_1 , Z_2 e Z_3 , que vão definir a frequência de oscilação. A natureza destas impedâncias estão associados às diferentes configurações: Colpitts, Clapp e Hartley.

A função transferência do bloco de realimentação é:

$$\beta(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \frac{Z_1(j\omega)}{Z_1(j\omega) + Z_3(j\omega)} \quad (4)$$

O efeito de carga visto pelo bloco amplificador na saída, é:

$$Z_0 = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_2 + Z_1 + Z_3} \quad (5)$$

Então o ganho desse bloco com o efeito de carga da realimentação é:

$$A_f(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = A \frac{Z_2 // (Z_1 + Z_3)}{Z_2 // (Z_1 + Z_3) + R_0} \quad (6)$$

sendo R_0 a resistência de saída do circuito amplificador.

Então, o ganho do circuito que constitui a malha é:

$$A_f(j\omega)\beta(j\omega) = A \frac{Z_1 Z_2}{Z_2(Z_1 + Z_3) + R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3)} \quad (7)$$

Ao relacionar as impedâncias Z e as reactâncias X de condensadores e bobinas:

$$Z_{condensador} = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_{bobina} = j\omega L$$

$$X_{condensador} = \frac{-1}{\omega C}$$

$$X_{bobina} = \omega L$$

e substituindo na equação (7), obtém-se:

$$A(j\omega)\beta(j\omega) = \frac{-X_1 X_2}{-X_1 X_2 - X_2 X_3 + jR0(X_1 + X_2 + X_3)} \quad (8)$$

Pelo critério de critério de Barkhausen, a função de transferência $A(j\omega)\beta(j\omega)$, à frequência de oscilação, apresenta um valor real negativo (pois a sua fase é de 180°). Para que essa igualdade se verifique, a parte imaginária da equação 8 tem de ser zero:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (9)$$

Ao relacionar a equação (8) com a equação (9) e substituindo as reactâncias pelos respectivos valores das bobinas e dos condensadores, consegue-se obter a equação da frequência de oscilação em função do valor desses componentes.

De acordo com a configuração pretendida temos:

Colpitts: Como se pode observar na figura 5, Z_1 e Z_2 são condensadores e Z_3 é uma bobina, sendo a frequência de oscilação:

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{C_1 + C_2}}{\sqrt{C_1 C_2 L_1}} \quad (10)$$

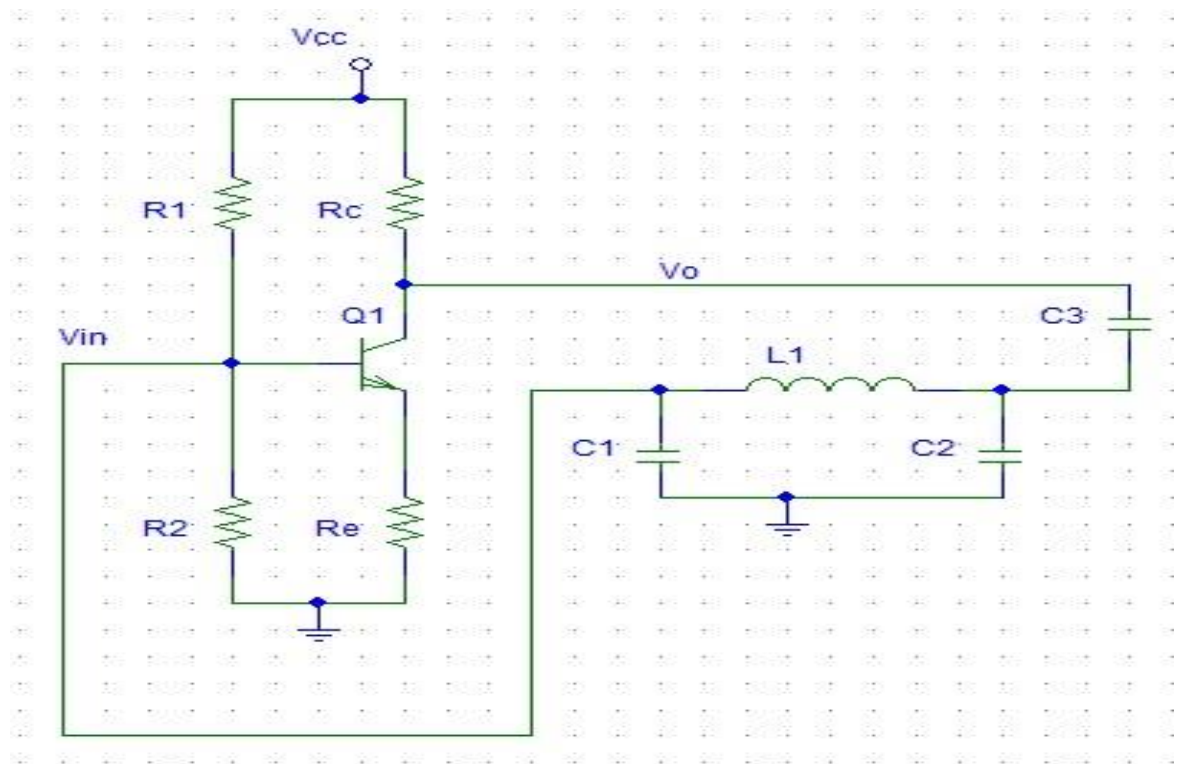


Figura 5 - Exemplo de um oscilador Colpitts.

Hartley: Como se pode observar na figura 6, Z1 e Z2 são bobinas e Z3 é um condensador e a frequência de oscilação é:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C3(L1 + L2)}} \quad (11)$$

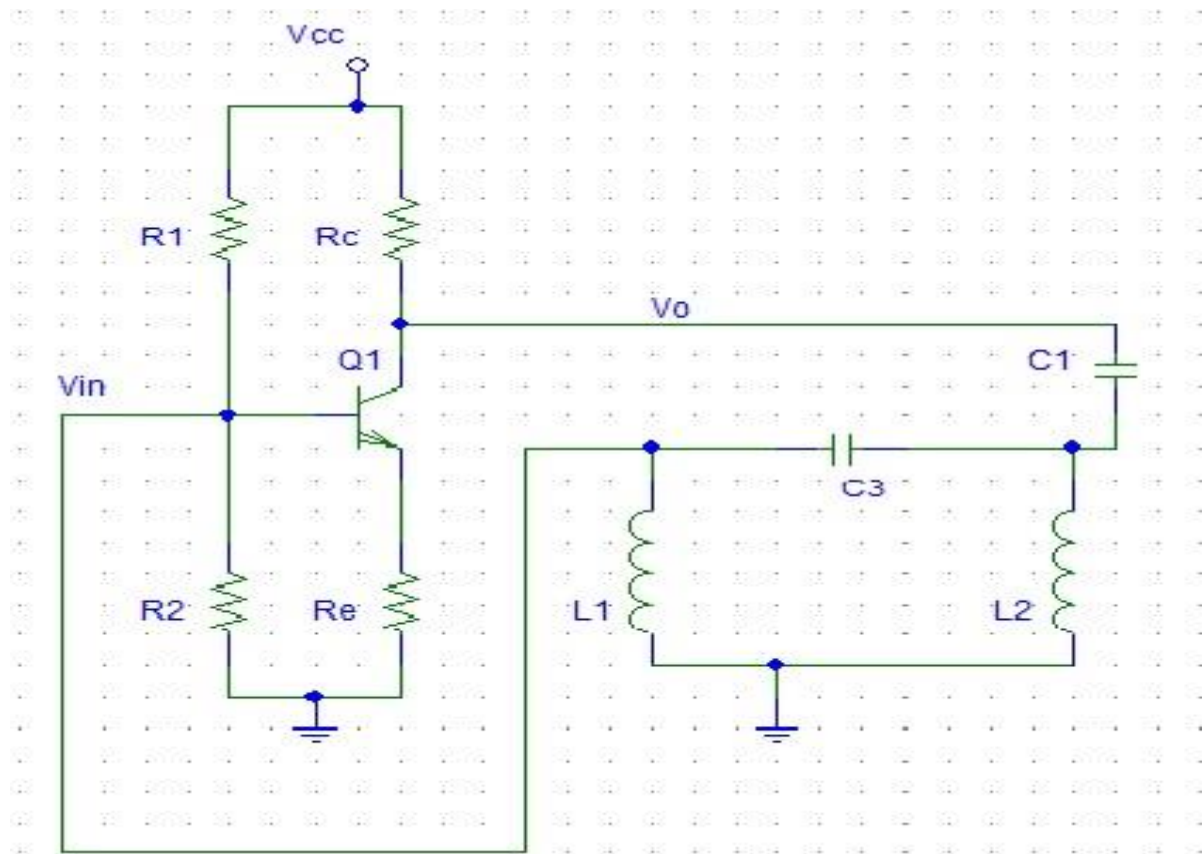


Figura 6- Exemplo de um oscilador Hartley. [3]

Clapp: Como se pode observar na figura 7, $Z1$ e $Z2$ são condensadores e $Z3$ é uma bobina em série com um condensador, sendo a sua frequência de oscilação de:

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{C1C2 + C2C3 + C1C3}}{\sqrt{C1C2C3L1}} \quad (12)$$

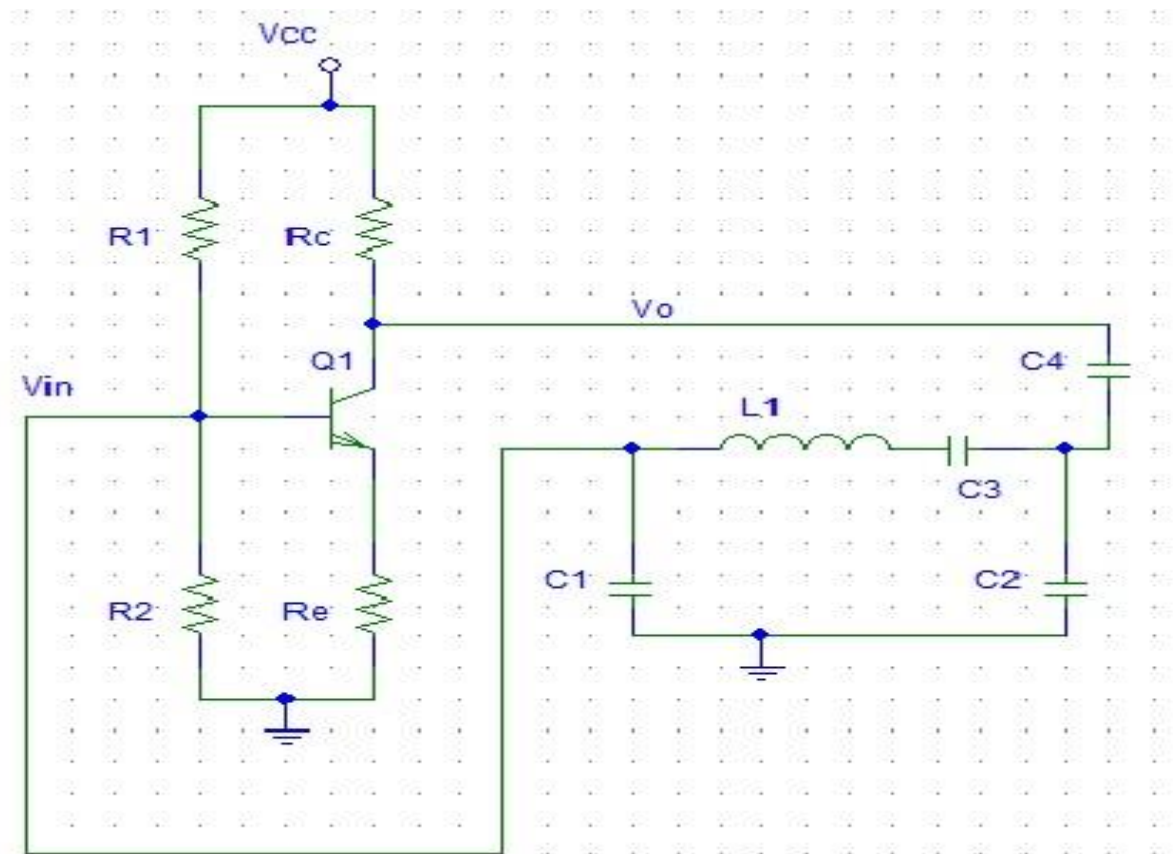


Figura 7- Exemplo de um oscilador Clapp.

Neste projeto necessita-se apenas de uma bobina que tenha grande impacto na frequência. Observando as equações das três configurações e atendendo à gama de frequências considerada no projeto do oscilador neste projeto (da ordem de alguns MHz), verificamos que a configuração Hartley é a que menos impacto tem na frequência com a variação da indutância de uma das bobinas. Então foram estudadas com mais detalhe as configurações Colpitts e Clapp de modo a verificar qual se adapta melhor ao projeto e oferece uma maior sensibilidade de modo a medir a permeabilidade magnética com mais precisão.

2.3 Configurações de osciladores baseados num cristal

Os osciladores de cristal têm a sua frequência de oscilação controlada por um cristal.

O cristal é tipicamente de quartzo, pois este material exhibe propriedades interessantes: na presença de uma vibração mecânica ao longo de um eixo, este responde com uma tensão gerada perpendicularmente. Se fizermos o oposto, ou seja, se lhe aplicarmos uma tensão AC, ele muda a sua forma física começando a vibrar. A este fenómeno entre efeitos mecânicos e eléctricos chama-se efeito piezoeléctrico.

Se for aplicada uma tensão a um cristal de frequência igual à sua frequência de ressonância, este começa a vibrar e será preciso apenas uma pequena tensão para este continuar a vibrar. Mas esta não é a razão principal para o uso preferencial dos cristais em osciladores em vez dos circuitos LC. A principal razão é o elevado fator de qualidade que estes apresentam.

O modo como os cristais são cortados define as suas características. Estes são cortados na forma de discos finos, cuja espessura é inversamente proporcional à frequência. Existem vários tipos de corte: AT, BT, CT, DT, SC, etc. Os tipos de corte definem a gama de frequências em que operam, a resistência aos parâmetros parasitas, a variação da frequência com a variação da temperatura, o modo de operação (série ou paralelo), no caso de paralelo, qual a capacidade vista pelo cristal no circuito, qual o máximo de ESR (*Equivalent Series Resistance*) vista através do cristal, envelhecimento, *drive level* (potência dissipada pelo cristal) e *pullability* (desvio na frequência devido à alteração dos condensadores externos ligados ao cristal). [4]

Apresenta-se, em seguida, de uma forma mais detalhada, as definições apresentadas no parágrafo anterior, nomeadamente as variações da frequência devido à temperatura, modo de operação, ESR, envelhecimento, *drive level* e *pullability*.

2.3.1 Variações na frequência devido à temperatura e envelhecimento

Nas especificações de um cristal, é referida a sua frequência, a estabilidade da frequência, a sua tolerância e a sua variação ao longo do tempo (envelhecimento). Estes valores aparecem com unidades ppm (partes por milhão), o que significa que

para uma variação da frequência, por exemplo, de 30 ppm, há uma variação na frequência de 0.003%.

A estabilidade na frequência ou estabilidade de fase refere-se à capacidade de os osciladores conseguirem manter a sua frequência de oscilação.

A tolerância do cristal mostra o quão perto está a frequência efetiva, em relação à frequência nominal especificada pelo fabricante.

Devido ao facto de o cristal ser um elemento mecânico, sofrer variações de temperatura, choques (transporte e utilização de um dispositivo) e até mesmo com a idade, este vai sofrendo desgaste no tempo e isso reflete-se na frequência de oscilação. O envelhecimento é então especificado em ppm por cada ano.

2.3.2 ESR e *drive level*

Na figura 8, são apresentados dois modelos representativos da impedância apresentada por um cristal assim como o seu comportamento ao longo da frequência (figura 8 (b)).

Na figura 8 (a) encontra-se o modelo geral que caracteriza o comportamento do cristal num circuito. Quando o circuito se encontra numa ressonância série, $X_L = -X_C$, a resistência do cristal passa a ser apenas R. A essa resistência dá-se o nome de ESR e o valor apresentado nas características de um cristal é referente ao seu máximo.

O modelo equivalente de um cristal na região de ressonância em paralelo, figura 8 (c), pode ser obtido através da divisão entre parte imaginária e parte real da impedância equivalente da figura 8 (a).

O *drive level* é a potência dissipada pelo cristal e, quando especificada nas suas características, é referido o seu máximo.

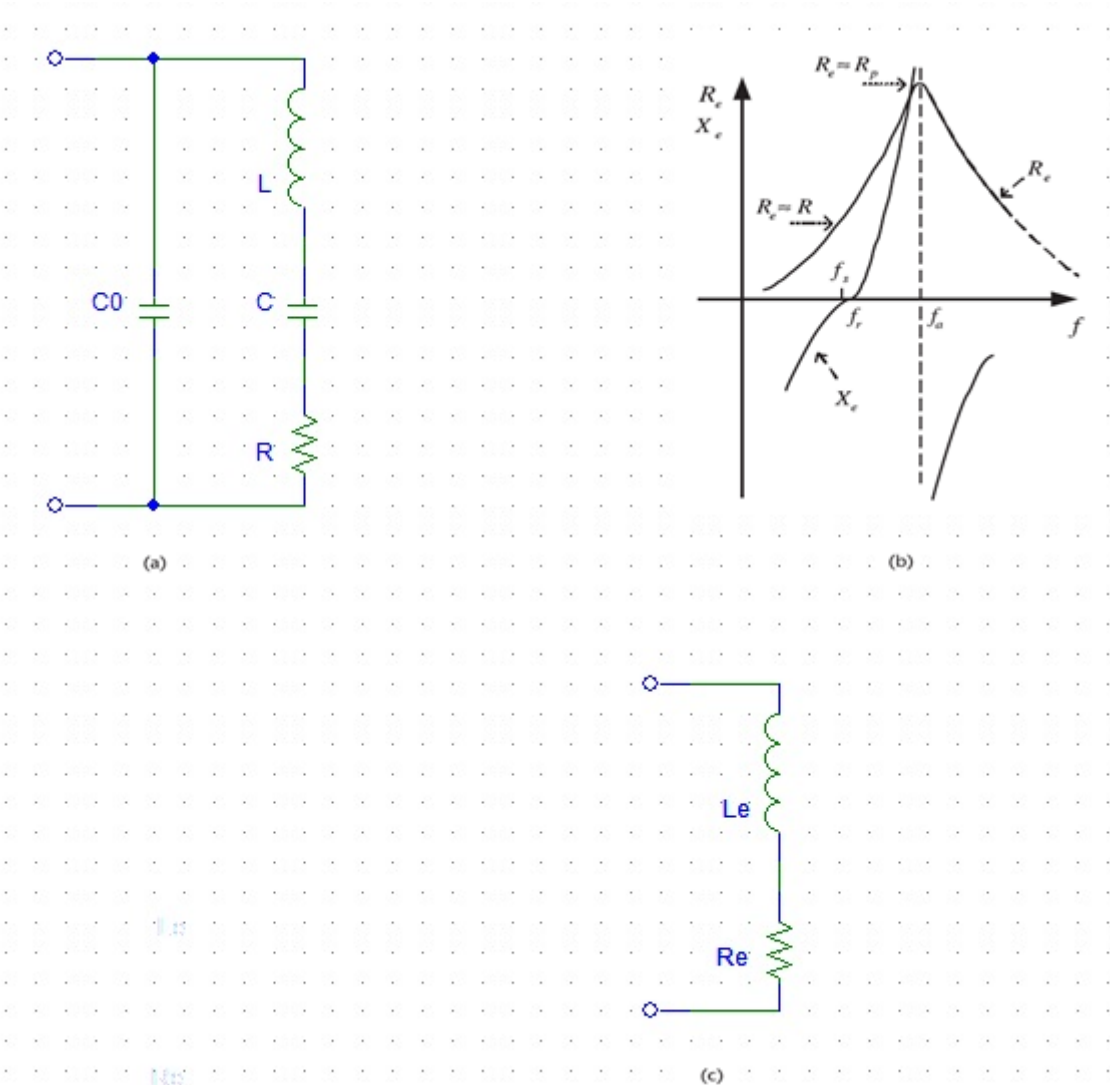


Figura 8- (a) Modelo de um cristal. (b) Gráfico típico de X_e e R_e . (c) Modelo equivalente de um cristal na região de ressonância em paralelo. [3]

2.3.3. Modo de operação e *pullability*

O modo de operação pode ser paralelo ou série. Para obter essas frequências, calcula-se a impedância de entrada do circuito equivalente representado na figura 8 (a) em função de s , obtendo-se a equação (13):

$$Z(s) = \frac{s^2 + \left(\frac{R}{L}\right)s + \omega_s^2}{sC_0 \left[s^2 + \left(\frac{R}{L}\right)s + \left(1 + \frac{C}{C_0}\right)\omega_s^2 \right]} = \frac{s^2 + \left(\frac{\omega_s}{Q_U}\right)s + \omega_s^2}{sC_0 \left[s^2 + \left(\frac{\omega_s}{Q_U}\right)s + \left(1 + \frac{C}{C_0}\right)\omega_s^2 \right]} \quad (13)$$

onde ω_s , frequência de ressonância série em rad/s, é:

$$\omega_s = 2\pi f_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (14)$$

e o fator de qualidade sem carga:

$$Q_U = \frac{\omega_s L}{R} \quad (15)$$

Como se pode verificar com a equação (13) um cristal exibe duas frequências de ressonância: f_s (frequência série) e f_a (frequência anti ressonante ou paralela). A relação entre elas, desprezando R visto que Q_U é muito elevado, é apresentada na equação (16):

$$\omega_a = 2\pi f_a = \omega_s \left(1 + \frac{C}{C_0}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{LC_T}} \quad (16)$$

onde C_T é:

$$C_T = \frac{CC_0}{C + C_0} \quad (17)$$

A região de ressonância em paralelo é uma região de operação muito importante porque, como se pode ver na figura 9, a impedância é indutiva com uma fase de 90° .

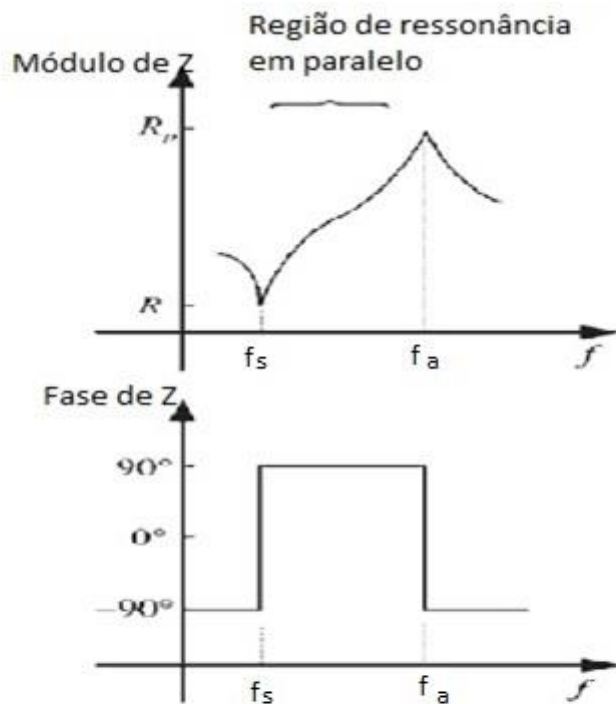


Figura 9- Gráfico da impedância de um cristal. [3]

Na região de ressonância em paralelo, no modelo do cristal (figura 8 (c)), a resistência é elevada, pelo que passa pouca corrente. Tanto na região de ressonância série como na região de ressonância em paralelo, o cristal aparece resistivo e tanto a corrente como a tensão estão em fase. [3]

A frequência de oscilação de um cristal pode ser ajustada colocando um condensador C_L em série com o cristal.

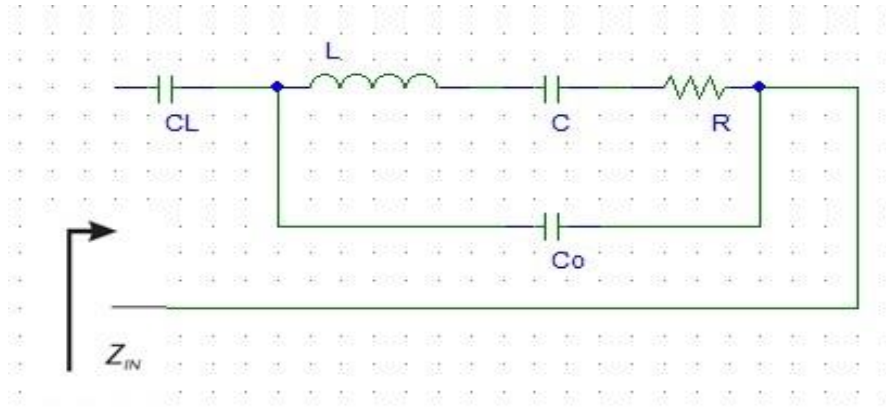


Figura 10- Condensador em série com um cristal

A sua impedância de entrada vista para a série do cristal com o condensador C_L é:

$$Z_{IN}(j\omega) = jX_{C_L} + \frac{jX_{C_0}(R + jX_L + jX_C)}{jX_{C_0} + R + jX_L + jX_C} \quad (18)$$

Onde X_{C_L} , X_{C_0} , X_L e X_C são as reactâncias de C_L , C_0 , L e C respetivamente.

Se considerarmos que:

$$X'_C = X_C + \frac{X_{C_0} X_{C_L}}{X_{C_0} + X_{C_L}} \quad (19)$$

e que:

$$n = \frac{X_{C_0} + X_{C_L}}{X_{C_L}} = \frac{C_0 + C_L}{C_L} \quad (20)$$

então podemos escrever a equação (18) na seguinte forma:

$$Z_{IN}(j\omega) = \frac{jnX_{C_0}(n^2R + jn^2X_L + jn^2X'_C)}{jnX_{C_0} + n^2R + jn^2X_L + jn^2X_C} \quad (21)$$

Na equação (21) pode verificar-se que a impedância de entrada é uma combinação em paralelo de uma capacidade $\frac{C_0}{n}$ com três elementos em série, $n^2 L$, $\frac{C'}{n^2}$ e $n^2 R$ como se observa na figura 11.

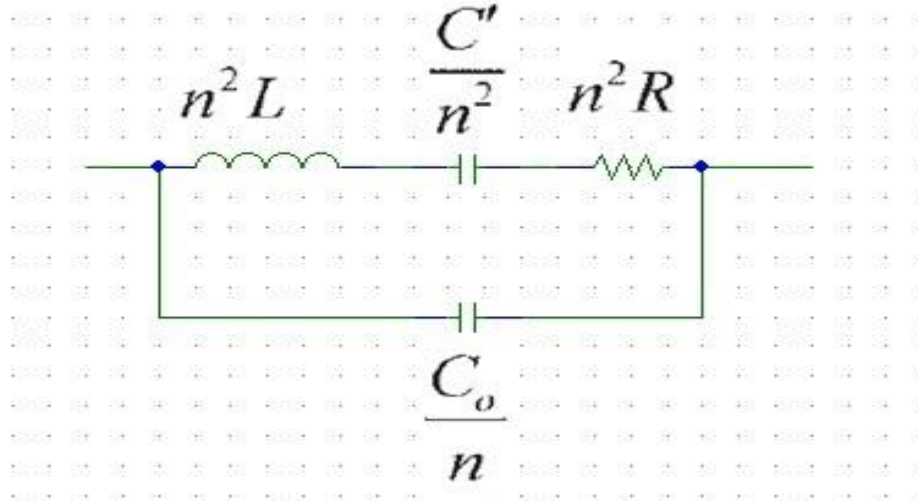


Figura 11- Circuito equivalente de um cristal com uma capacidade em série. [3]

Pela equação (19), se retira que C' é:

$$C' = \frac{C(C_0 + C_L)}{C + C_0 + C_L} \quad (22)$$

Então, a frequência de ressonância série é:

$$\omega'_s = \frac{1}{\sqrt{LC'}} \quad (23)$$

E a frequência em paralelo é:

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{n^2 L \left(\frac{C'}{C^2} \right) \left(\frac{C_0}{n} \right) \left(\frac{C'}{n^2} \right) + \left(\frac{C_0}{n} \right)}} = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad (24)$$

Por aproximação:

$$f_a \approx f_s \left(1 + \frac{C}{2C_0} \right) \quad (25)$$

Como se pode verificar pelas equações (23) e (25), a capacidade adicionada em série com o cristal apenas afeta a frequência de ressonância série. Em termos de polos e zeros, os polos de Z_{IN} não são afetados pela adição de um condensador, apenas os zeros são afetados [3].

A equação (23) pode ser escrita da seguinte forma:

$$f'_s = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{2(C_0 + C_L)}} \quad (26)$$

Então, pela análise das equações (25) e (26) podemos verificar que $f'_s \rightarrow f_a$ quando $C_L \rightarrow 0$ e $f'_s \rightarrow f_s$ quando $C_L \rightarrow \infty$. O intervalo entre f'_s e f_s é dado por:

$$\Delta f = \frac{f_s C}{2(C_0 + C_L)} \quad (27)$$

A equação (26) mostra que o condensador colocado em série com o cristal é usado para “puxar” a frequência de ressonância série, sendo então definida a *pullability* do cristal como uma medida da sensibilidade dessa frequência de ressonância série ao valor da capacidade externa colocada em série com o cristal.

A característica *pullability* de um cristal é importante para obter várias frequências de operação ao alterar a capacidade vista pelo mesmo. A *pullability* fornece uma medida do desvio de frequência que pode ser obtido por um cristal que opera no modo paralelo. Esta é expressa em ppm da seguinte forma:

$$\frac{\Delta f}{f_s} = \frac{10^6 C}{2(C_0 + C_L)} \quad (28)$$

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DOS PRINCIPAIS PARÂMETROS QUE CARACTERIZAM O DESEMPENHO DOS OSCILADORES

As características que se desejam num oscilador RF são:

- Que inicie automaticamente ao ser ligado;
- Que seja estável na sua frequência frente a fenómenos externos (vibrações, temperatura, variações na tensão de alimentação, etc.);
- Que quando se altera a carga na sua saída, a frequência se mantenha;
- Que tenha pouca distorção;
- Que tenha baixo ruído de fase.

Neste capítulo, vão ser analisados os principais parâmetros que caracterizam o desempenho de todo o tipo de osciladores subdivididos em várias secções:

- Começa-se por fazer uma análise da estabilidade da frequência na secção 3.1.
- Seguidamente explica-se o fator de qualidade na secção 3.2.
- Finalmente, na secção 3.3 analisa-se o ruído em osciladores.

3.1 Estabilidade na frequência

Os osciladores podem ter variações na frequência de oscilação. Essas variações podem ter dois tipos de origem: problemas na estabilidade da frequência de longo prazo devido a variações dos componentes ou do desgaste dos mesmos e problemas de estabilidade na frequência de curto prazo que se devem a variados fatores, entre eles as vibrações mecânicas, reactâncias parasitas e ruído aleatório. Verificando a fórmula geral da frequência de oscilação de um oscilador:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (29)$$

onde ω_0 é a frequência fundamental de oscilação, L é a parte indutiva e C a parte capacitiva do circuito ressonante de um oscilador. Verifica-se, assim, que uma pequena variação em L ou em C pode ter um grande impacto na frequência. Estas variações podem ser devidas a temperatura ou às condições do meio. O aumento da temperatura numa bobina resulta numa diminuição da corrente, pois as partículas que constituem o fio condutor vão vibrar mais, aumentando assim os choques com a passagem dos eletrões. Nos condensadores, o aumento da temperatura pode alterar as propriedades físicas dos dielétricos, por exemplo, pode alterar a forma do dielétrico, constituído geralmente por cerâmica ou plástico, e assim aumentar ou diminuir o espaço entre as placas metálicas, alterando a sua capacidade. As bobinas, para além da temperatura, estão também sujeitas às condições do meio. Quando uma bobina está perto de algum campo magnético ou de um material metálico, faz com que altere a sua indutância e, inerentemente, a frequência fundamental do circuito oscilador. Essas variações podem ser descritas na seguinte forma, fazendo uma análise de sensibilidade de ω_0 relativamente aos seus parâmetros em (29):

$$\Delta\omega_0 = \frac{\partial\omega_0}{\partial L}\Delta L + \frac{\partial\omega_0}{\partial C}\Delta C = -\frac{1}{2}\omega_0\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right) \quad (30)$$

As variações de curto prazo descrevem a variação da frequência durante um curto espaço de tempo. Estas podem acontecer, por exemplo, devido à variação de temperatura.

Na figura 12 pode observar-se a característica de fase da função de transferência da malha de ganho de dois osciladores diferentes, ϕ_1 e ϕ_2 , com a mesma frequência de oscilação, ω_0 , na possibilidade de sofrerem uma variação de fase devido a reactâncias parasitas. Pode observar-se que essa variação provocou uma variação na frequência de oscilação de cada oscilador. O oscilador com a resposta de fase ϕ_2 tem melhor estabilidade da frequência de oscilação que o oscilador com resposta de fase ϕ_1 . Por exemplo, se houver um desvio na fase, $\Delta\phi$, de 1° no

amplificador devido a reactâncias parasitas, então a frequência de oscilação ω_0 vai-se desviar $\Delta\omega$ até que a fase da malha de realimentação varie em -1° .

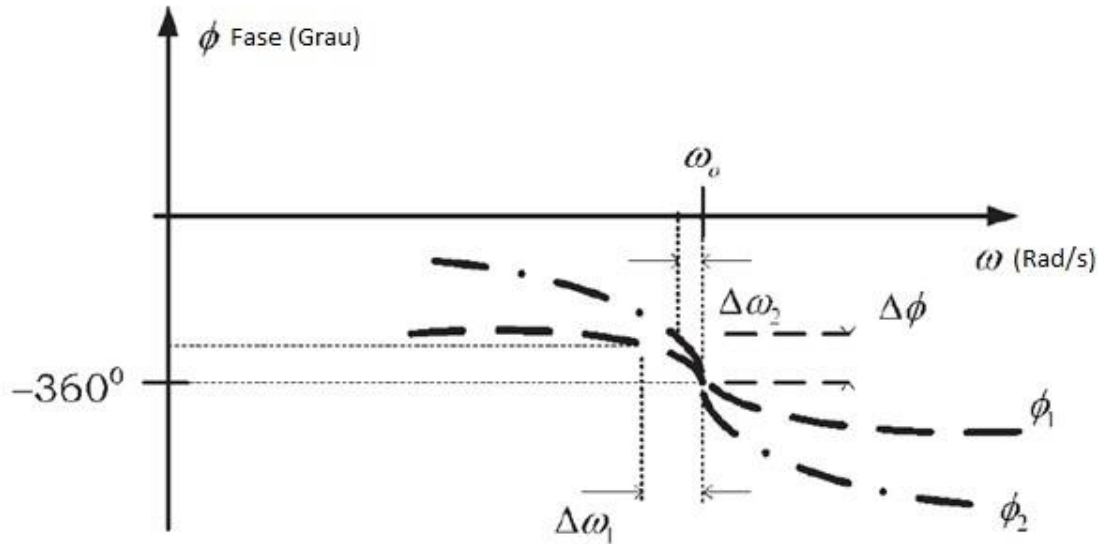


Figura 12- Característica de fase da função de transferência da malha de dois circuitos osciladores. [3]

A estabilidade da frequência de oscilação pode ser medida através da relação $\frac{d\phi}{d\omega}$ de modo a comparar a estabilidade da frequência de oscilação entre osciladores, usa-se o seguinte fator de estabilidade da frequência:

$$S_F = \frac{\Delta\phi}{\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} \quad (31)$$

Da equação (31) pode verificar-se que quanto maior for o fator de estabilidade da frequência, menor é a variação da frequência.

Para melhorar a estabilidade da frequência de oscilação pode usar-se, por exemplo, uma realimentação negativa em conjunto com a realimentação positiva [5].

3.2. Fator de qualidade

O fator qualidade dos osciladores, Q , é a razão entre a frequência fundamental de oscilação, ω_0 , e a largura de banda, BW (que podem ser observados na figura 12):

$$Q = \frac{\omega_0}{BW} \quad (32)$$

A título de exemplo, a análise da função de transferência de um circuito RLC paralelo conduz à seguinte relação entre o fator qualidade e os componentes do circuito:

$$Q = \frac{1}{2\zeta}, \quad \zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (33)$$

e num circuito RLC série é:

$$Q = \frac{1}{2\zeta}, \quad \zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (34)$$

Quando o R inclui a carga externa, o Q passa a chamar-se fator de qualidade com carga (loaded), QL . Se apenas corresponder à resistência do circuito ressonante tem o nome de fator de qualidade sem carga (unloaded), QU .

Este fator é um indicador direto da performance de um oscilador. Um elevado Q reduz o ruído de fase assim como o desvio da frequência. O desvio da frequência de oscilação é reduzido porque é essencialmente o circuito ressonante que impõe a frequência de um oscilador com elevado Q . [6]

O fator Q pode variar em muitas ordens de grandeza, pois é considerado um elevado Q para valores acima de 10. Existem, no momento, osciladores de quartzo

com um Q a rondar os 10^4 e osciladores baseados em iões de mercúrio com um Q a rondar os 10^{14} .

Como se pode verificar na figura 13, quanto menor for a largura de banda, maior é o fator de qualidade.

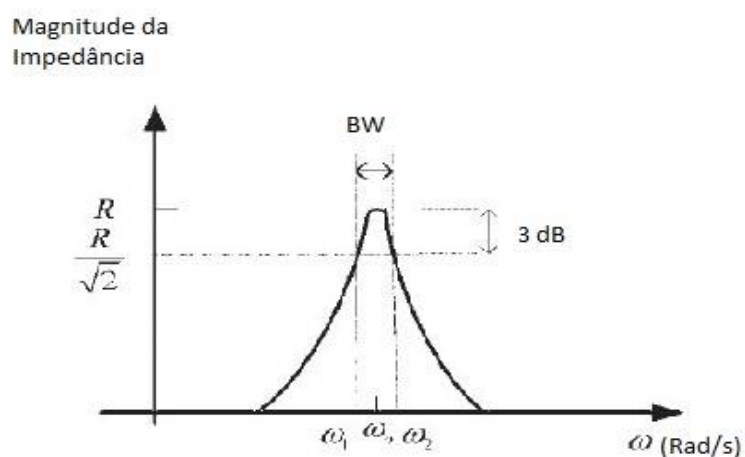


Figura 13- Resposta em frequência detalhada para um elevado Q . [3]

3.3 Ruído em osciladores

Um oscilador ideal produz uma tensão na saída com a seguinte expressão ideal:

$$v_0(t) = A \cos(\omega_0 t) \quad (35)$$

onde A é a amplitude do sinal, ω_0 é a sua frequência em rad/s e t é o tempo em segundos.

Num caso real, o que um oscilador produz na saída é (considerando apenas a componente fundamental):

$$v_0(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (36)$$

onde $\phi(t)$ representa a variação de fase ao longo do tempo.

A figura 14 ilustra a diferença entre estes dois sinais:

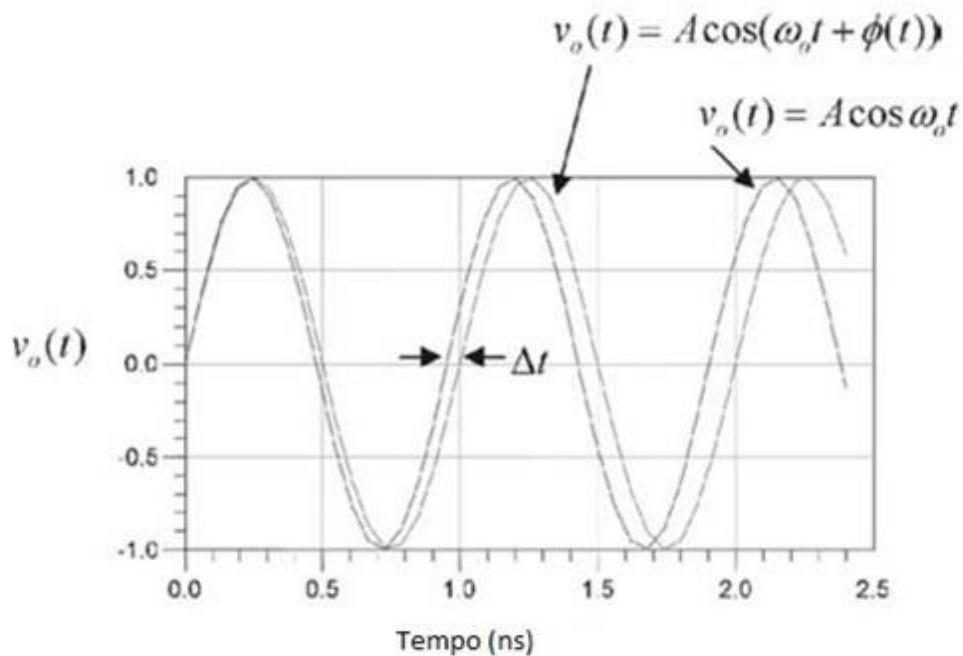


Figura 14 - Gráfico de dois sinais sinusoidais onde um apresenta-se sem variação de fase ao longo do tempo (sinal ideal) e o outro apresenta-se com variação de fase ao longo do tempo. [3]

Quando o ruído em osciladores se trata de uma variação da amplitude ao longo do tempo, estas são facilmente controladas com um limitador. O ruído nos osciladores é essencialmente o ruído de fase, $\phi(t)$. Este ruído pode dever-se a vários fatores como o ruído térmico, ruído de disparo e ruído de vacilação. O ruído térmico está relacionado com a agitação molecular dos elementos devido à temperatura. O ruído de disparo é um tipo de ruído que resulta do movimento de elétrons na presença de correntes descontínuas pelo que depende das correntes de polarização DC.

Por fim, o ruído de vacilação é o resultado de impurezas, defeitos no material e rugosidades de interface no circuito e que se manifesta sob a forma de baixas frequências provocando ruído de fase. Normalmente depende das características do dispositivo ativo. O ruído de fase existe sempre, mas existem formas de os

minimizar. Por exemplo, no caso de o elemento ativo ser um *BJT*, o ruído de vacilação pode ser minimizado inserindo uma realimentação negativa de modo a estabilizar a corrente de polarização. [3]

Finalmente, os osciladores apresentam também distorção harmónica, essencialmente devido à saturação do amplificador do caminho para a frente da malha do oscilador, que é um fenómeno não linear. Uma maneira de reduzir a distorção harmónica é colocar um filtro passa-banda na saída do amplificador.

CAPÍTULO 4

ELABORAÇÃO DE UMA BOBINA E O SEU COMPORTAMENTO NA PRESENÇA DE MATERIAIS COM PERMEABILIDADE MAGNÉTICA DIFERENTE DA DO AR

Uma bobina é um componente passivo que armazena energia num campo magnético através de um fenómeno conhecido por autoindução. Para este trabalho optou-se por uma bobina do tipo solenoide, pois é o mais adequado para se introduzir os materiais no seu núcleo. Construiu-se então um cilindro de fio ou cabo condutor que se encontra enrolado sobre um tubo. Esse tubo pode conter materiais no seu interior de modo a alterar a sua indutância. Usualmente, esses materiais têm uma elevada permeabilidade magnética de forma a aumentar o fluxo das linhas do campo magnético no centro da bobina, e assim, aumentar a sua indutância. Os materiais usados para o núcleo da bobina são geralmente maus condutores elétricos, sendo muitas vezes laminados (se forem constituídos por metal) de modo a reduzir as chamadas correntes de Foucault, como vai ser explicado mais à frente. Na construção de uma bobina existem várias considerações a ter em conta, mas a mais importante é o Efeito Pelicular. Este efeito consiste no facto de a corrente alternada fluir pela superfície do condutor, o que provoca uma maior resistência do condutor para mais altas frequências onde a espessura da região de condução efetiva (Skin Depth), δ , é menor, reduzindo assim a secção transversal efetiva do condutor. Isto quer dizer que quanto maior for a área transversal do fio para a mesma frequência, menor será a resistência do condutor. Inicialmente procedeu-se à elaboração de uma primeira bobina com um fio relativamente fino (0.4 mm de diâmetro) e, para frequências de alguns MHz, essa bobina tinha um comportamento muito próximo de uma impedância infinita.

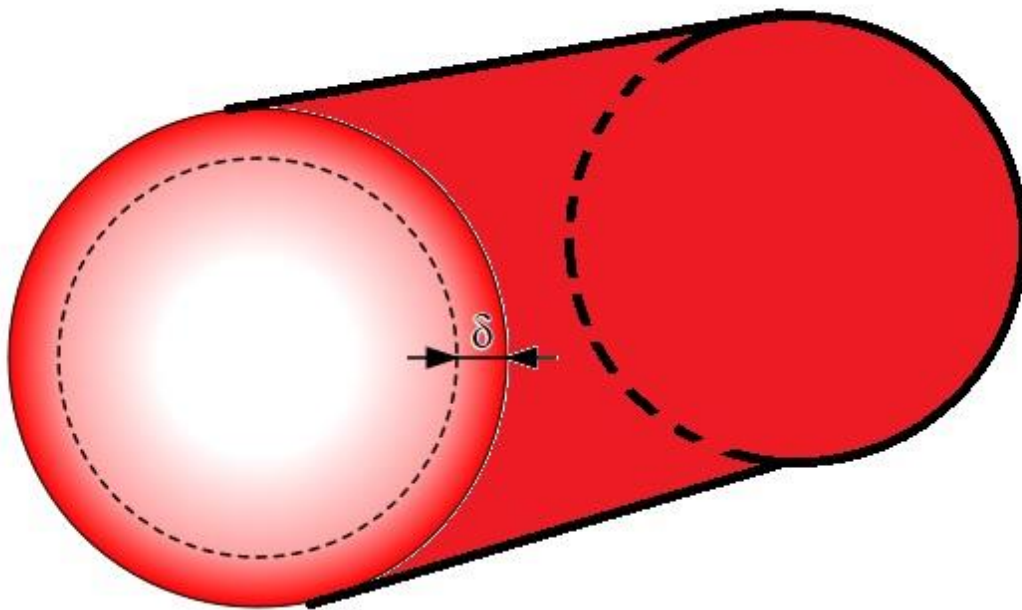


Figura 15 - Skin Depth [7]

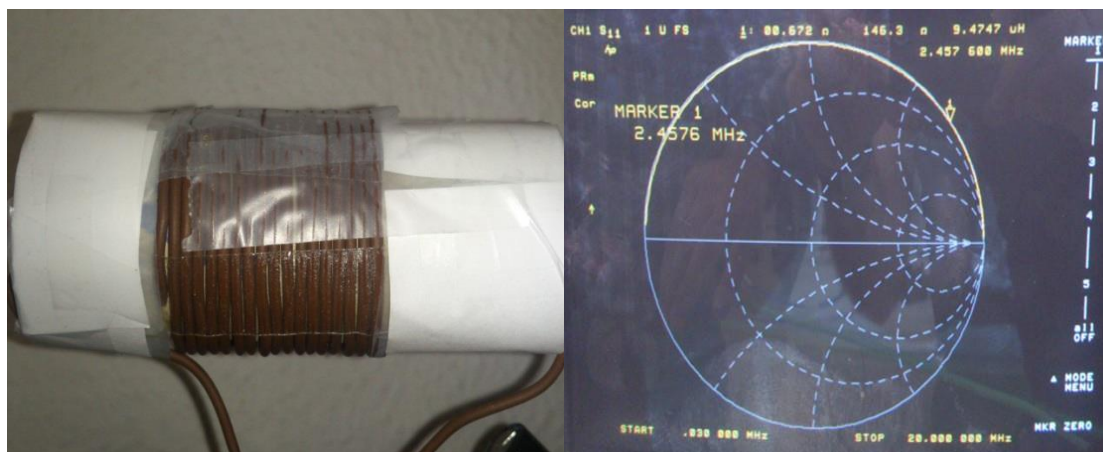
Na figura 15 podemos observar uma representação do Efeito Pelicular num condutor, onde a parte mais avermelhada é onde o sinal passa, quanto mais se aumentar a frequência, mais branco será o seu centro, ou seja, o Skin Depth diminui como se pode observar na seguinte equação [7]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_r\mu_0}} \quad (37)$$

onde μ_r é a permeabilidade relativa do condutor, μ_0 é a permeabilidade do ar, ω é a frequência angular da corrente e ρ é a resistividade do condutor.

Na figura 15 (a) apresenta-se a bobina projetada neste trabalho para permitir a inserção, no seu núcleo, de diferentes materiais (variando a sua indutância, impondo, assim, variações na frequência de um oscilador). Através de um VNA (*Vector Network Analyzer*) foi caracterizada as duas características de reflexão (parâmetro S11) em função da frequência. Com base nessa caracterização foi

medida a sua indutância (na situação em que o seu núcleo é unicamente composto por ar). A medida do parâmetro S_{11} , assim como a do valor da indutância observado ($9.475 \mu H$), está também representada na figura 16 (b), sobre a carta de Smith. Na construção da bobina, usou-se um condutor de cobre com 1 mm de diâmetro de modo a que o Efeito Pelicular não fosse tão acentuado.



(a)

(b)

Figura 16 - (a) Bobina final. (b) Carta de Smith da bobina final.

Como podemos observar na carta de Smith, esta bobina apresenta valores bastante razoáveis do ponto de vista em que a parte real da sua impedância é muito baixa e, dos 30 KHz de frequência até aos 20 MHz, mantém uma característica claramente indutiva (quase ideal). Na zona de operação (aproximadamente 2.5 MHz) verificou-se que a variação da sua indutância não é muito sensível às alterações da frequência (permanece praticamente constante numa gama alargada em torno da referida frequência de operação).

Por combinação das equações (32) e (34) visto que se trata de um circuito ressonante série, obtemos a equação (38) de forma a calcular o fator de qualidade do circuito ressonante sem carga. Como esta bobina tem uma parte real, R , de 0.672 Ohm e uma indutância, L , de $9.4747 \mu H$, o seu fator de qualidade sem carga à frequência de 2.4576 MHz é 217.7.

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (38)$$

Usando a fórmula de Wheeler [8], que se encontra na equação 39, onde D_K é o diâmetro da bobina somado ao diâmetro do cabo em mm, L é o valor da bobina em μH , N é o número de espiras, e $K = \frac{l}{D_K}$ com l sendo o comprimento da bobina, calculou-se uma estimativa da indutância da bobina implementada, obtendo-se um valor de 9.39 μH . Esta equação tem uma precisão de 0.1% e não tem limite de dimensões. [9] Neste caso fugiu um pouco a esse erro, situando-se perto de 1%.

$$L = 0.0002\pi D_K N^2 \left[\ln\left(1 + \frac{\pi}{2K}\right) + \frac{1}{2.3004 + 3.437K + 1.7636K^2 - \frac{0.47}{\left(0.755 + \frac{1}{K}\right)^{1.44}}} \right] \quad (39)$$

Com o objetivo de impor variações das características eletromagnéticas a que a bobina está sujeita, foram adquiridos diferentes materiais para serem inseridos no núcleo da bobina (impondo variações na indutância da bobina). Através da medição dessas variações pretende-se obter, assim, uma medida indireta da permeabilidade magnética do material inserido no núcleo. Os materiais metálicos adquiridos tentam cobrir as 3 seguintes categorias:

- Materiais paramagnéticos – são aqueles em que a sua permeabilidade magnética relativa é pouco maior que 1. Como a sua atração por campos magnéticos é tão fraca, considera-se que esses metais são não-magnéticos. (alumínio, aço inoxidável)
- Materiais diamagnéticos – são aqueles em que a sua permeabilidade magnética relativa é pouco menor que 1. Como existe uma leve repulsão por campos magnéticos muito fortes, são considerados metais não-magnéticos. (cobre, latão)

- Materiais ferromagnéticos – possuem uma permeabilidade relativa muito maior que 1, sendo fortemente atraídos por campos magnéticos. (ferrite)

Quatro das barras metálicas adquiridas (alumínio, cobre, latão e aço inoxidável) têm 15 cm de comprimento e 6 mm de diâmetro, existindo uma razão de quase 47 vezes entre a área transversal do núcleo da bobina e a área transversal das barras metálicas. A barra de ferrite tem dimensões um pouco diferentes, 5,3 cm de comprimento e 8 mm de diâmetro, existindo uma relação de aproximadamente 26 vezes entre a área transversal da bobina e a área da barra de ferrite. Com as mesmas dimensões que a ferrite, também foram testados (em pequenos tubos de papel) limalhas de alumínio e de latão.

O fluxo total de campo magnético que passa pelo núcleo de uma bobina é dado por:

$$\phi = B\pi r^2 N = LI \quad (40)$$

onde ϕ é o fluxo de campo magnético, B é o vetor do campo magnético, r é o raio transversal da bobina, N é o número de espiras, I é o valor da corrente que passa na bobina e L é o valor da indutância da bobina. Ao introduzir um metal que ocupe uma parte do volume do interior da bobina, o número de linhas do fluxo magnético que passa no centro da bobina vai ser muito menor do que se tivesse um metal que ocupasse todo o volume do núcleo da bobina.

Os materiais alumínio, aço inox, latão e cobre têm uma permeabilidade magnética muito próxima da do ar e são todos bons condutores elétricos. Segundo a equação (41), que é uma equação que relaciona a indutância de uma bobina em função da permeabilidade magnética do seu núcleo, podemos observar que quanto maior for a permeabilidade magnética, maior deve ser o valor da indutância da bobina.

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (41)$$

Na equação (41), L é o valor da indutância em Henry, N é o número de espiras, A é a área transversal da bobina, l o comprimento da bobina e μ é a permeabilidade magnética do material que se encontra no núcleo da bobina.

Na prática verificou-se que tal variação da indutância apenas aconteceu com a ferrite e com as limalhas de alumínio e de latão e não com os outros metais. Isso deve-se, como já foi referido, às correntes de Foucault, que são correntes induzidas em condutores por campos magnéticos variáveis no tempo. Seguindo o princípio de Lenz, estas correntes tendem a cancelar as variações do campo magnético da bobina, isto é, acabam por criar um campo magnético oposto que, ao invés de se verificar um aumento da indutância da bobina, vai acabar por impor uma diminuição da indutância efetiva.

Os materiais que geralmente se usam nos núcleos de bobinas têm uma baixa condutividade (como é o caso da ferrite) e, geralmente, são laminados de forma a evitar os efeitos das correntes de Foucault.

CAPÍTULO 5

PROJETO DOS CIRCUITOS IMPLICADOS NO MEDIDOR DE PERMEABILIDADE MAGNÉTICA

Neste capítulo, são apresentados e explicados, de forma detalhada, os dois osciladores que constituem a base do dispositivo medidor de permeabilidade magnética: um baseado num circuito ressonante LC (cuja bobina, descrita no capítulo anterior, permite a inserção de diferentes materiais no seu núcleo), e um outro baseado num circuito ressonante de cristal de quartzo.

Seguidamente apresenta-se e explica-se a implementação de um *mixer*, um filtro passa-baixo e, por fim, um amplificador, que geram e processam o sinal que reflete a diferença de oscilação dos dois circuitos osciladores.

Os circuitos foram projetados e validados inicialmente por simulações PSPICE. Em cada passo, mostra-se e analisa-se o resultado das simulações. Na fase final foi efetuada a implementação em hardware dos referidos blocos, tendo o seu desempenho sido comparado com os resultados de simulação.

5.1 Oscilador LC Clapp

Como já foi apresentado no capítulo 2, existem duas metodologias de osciladores LC que se consideram mais adequadas a este trabalho. Pensou-se em projetar um oscilador Colpitts, mas, como as frequências dos dois osciladores implementados deveriam ser idênticas e, inicialmente, não havia a certeza de que isso viesse a acontecer, então, tinha que se ir para uma arquitetura mais estável e regulável de modo a aproximar-se a frequência sem interferir no ganho. No ganho total do circuito, o ganho do amplificador vai multiplicar pela relação entre os condensadores $C1$ e $C2$. Na metodologia Colpitts, para a variação da frequência de operação do circuito, ter-se-ia que variar $C1$ ou $C2$ e com a metodologia Clapp essa situação já não acontece como se vai poder verificar mais à frente. Então decidiu-se optar pela arquitetura Clapp.

Para a projeção de um oscilador é preciso uma condição de fase e uma condição de ganho.

A condição de fase para a configuração Clapp, tal como descrita no capítulo 2, foi apresentada na equação (12), que, após uma simplificação, se pode representar por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C_T}} \quad (42)$$

e,

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \quad (43)$$

No que respeita à equação de ganho, considera-se o desenvolvimento da equação (8). Como a parte imaginária foi igualada a zero, continuamos agora com o desenvolvimento da parte real:

$$A(j\omega)\beta(j\omega) = \frac{-AX_2X_1}{-X_2X_1 - X_2(-X_1 - X_2)} = A \frac{X_1}{X_2} \quad (44)$$

Pelo critério de Barkhausen:

$$A \frac{C_1}{C_2} \geq 1 \quad (45)$$

Ou seja,

$$A \geq \frac{C_2}{C_1} \quad (46)$$

Se se utilizasse uma arquitetura Colpitts, poderia alterar-se o valor da frequência de oscilação variando o condensador C1 ou C2, mas, como se pode observar na

equação (45), o ganho do circuito também iria alterar. O ganho A do circuito é o ganho negativo de um Emissor Comum, ou seja, cujo módulo é aproximadamente a razão da impedância vista pelo Coletor com a impedância vista pelo Emissor.

A figura 17 apresenta o circuito oscilador Clapp projetado e implementado no simulador PSPICE. O andar da esquerda constitui o bloco oscilador, constituído num amplificador emissor comum (transístor Q1) realimentado por uma malha LC em π (componentes L (a bobina descrita no capítulo 4), C, C1 e C2 (condensadores cerâmicos)). Na implementação dos circuitos amplificadores dos dois circuitos osciladores, usou-se, no coletor, uma bobina RFC ao invés de uma resistência para isolar o sinal gerado pelo circuito oscilador da tensão DC (a altas frequências a bobina apresenta uma grande impedância). Segue-se um bloco seguidor de emissor na sua saída (transístor Q2) para impor uma elevada impedância vista pelo oscilador e para, ao mesmo tempo, isolar o oscilador das interferências provenientes da entrada do *mixer* (o circuito do *mixer* encontra-se parcialmente representado na figura 16 (transístor Q3) apenas para referência, sendo posteriormente descrito com detalhe). Essas interferências devem-se essencialmente ao facto de o segundo oscilador também ligar ao referido *mixer*.

Os condensadores C3 e C4 servem para isolar as tensões DC dos vários andares. A alimentação do circuito é de 12V.

Devido à sua complexidade e número de componentes envolvidos, o ganho do amplificador está descrito em código MATLAB, em anexo. O seu valor em módulo é de aproximadamente 469, que, segundo a equação (46), é bem maior que a razão entre C_2 e C_1 que tem o valor de 1.5.

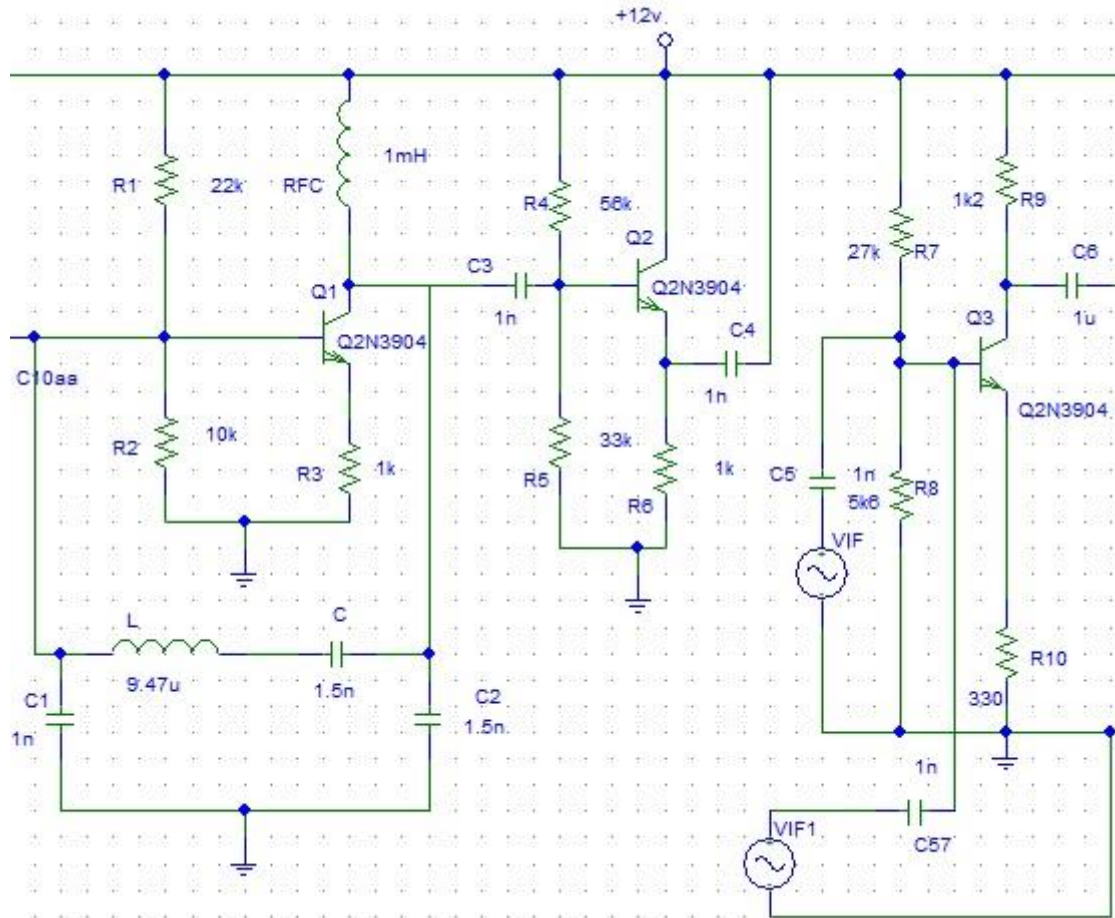
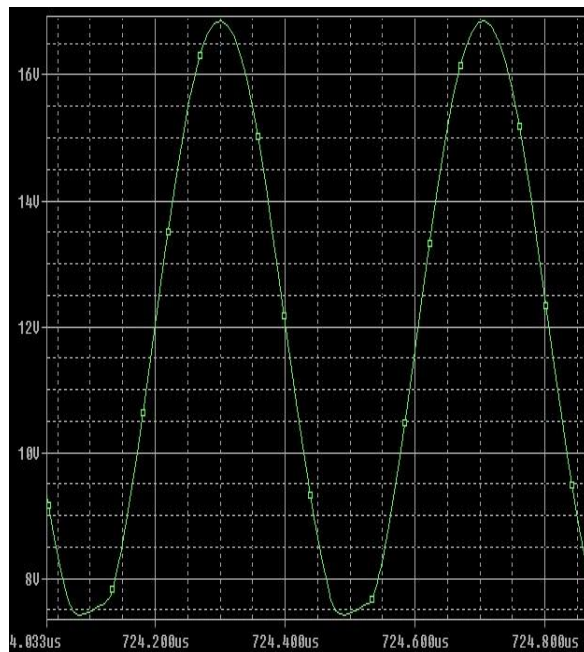


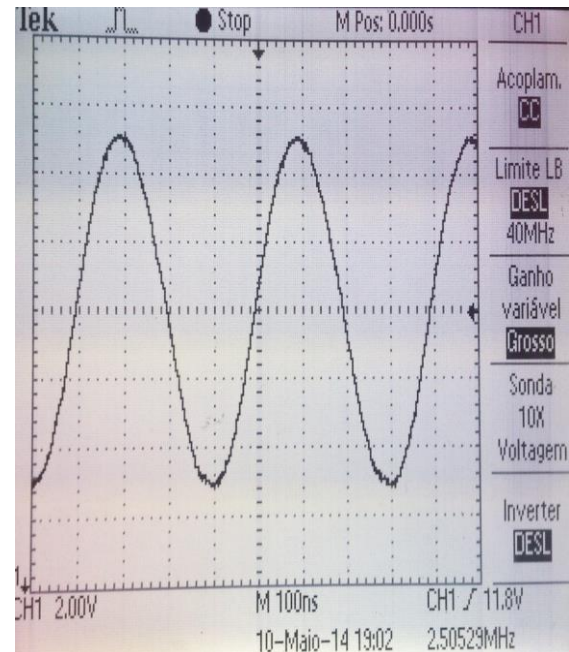
Figura 17 - Oscilador LC Clapp seguido de um Coletor Comum e de um Mixer.

Como o simulador PSPICE não considera a geração de ruído (térmico por exemplo) para que o oscilador começasse a oscilar, teve que se introduzir uma fonte de corrente independente que introduz um impulso no circuito à entrada do amplificador, no instante inicial da simulação, para este começar a oscilar.

O circuito foi implementado em *hardware*, numa placa PCB previamente perfurada, sendo o sinal produzido por este oscilador visualizado num osciloscópio digital. Os resultados obtidos por simulação e no osciloscópio estão apresentados na figura 18.



(a)



(b)

Figura 18 - Forma de onda no coletor de Q1 (figura 17): (a) Onda resultante da simulação PSPICE. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório.

A amplitude das duas ondas é muito semelhante e estão perto dos 9.5 Vpp. A frequência de oscilação difere um pouco: na simulação é de 2.47 MHz, enquanto que o valor medido no laboratório foi de 2.505 MHz. Essa diferença pode dever-se à construção pouco robusta da bobina, em que a sua forma e, inerentemente, o seu valor, pode ter sido alterado durante a construção do circuito.

Como também podemos observar, o sinal do simulador distorce ligeiramente na parte inferior. A medida que foi tomada para que no circuito isso não acontecesse, foi alterar o ponto de saturação do amplificador. Inicialmente estava ligado uma resistência para efeitos de polarização em paralelo com um condensador de modo a que o ganho em AC fosse máximo. Ao substituir a resistência e o condensador no emissor e colocar um potenciômetro, este foi regulado de modo a baixar a amplitude até o sinal deixar de distorcer.

5.2 Oscilador Pierce (cristal)

Para o oscilador de cristal (que produz uma oscilação sempre à mesma frequência, servindo esta de frequência de referencia relativamente à qual se determina o desvio da frequência do anterior oscilador (Clapp)) foram tidas em consideração três arquiteturas: Pierce, Colpitts e Clapp.

Usou-se novamente um BJT configurado como Emissor Comum como amplificador, tal como para o anterior oscilador baseado no circuito LC.

O que difere nestas três configurações é o terminal do transístor que liga à massa:

- no circuito Pierce é o emissor que está ligado à massa;
- no circuito Colpitts é o coletor;
- no circuito Clapp é a base que se encontra ligada à massa, tal como se pode observar na figura 19.

A impedância do cristal tem de ser indutiva para que este funcione na região de ressonância em paralelo. As resistências de polarização e capacitâncias parasitas do transístor aparecem em paralelo com elementos diferentes em cada uma das três configurações. Isso faz com que o desempenho das três configurações seja diferente [3].

Na configuração Colpitts, as resistências de polarização do BJT estão em paralelo com o cristal e acabam por reduzir o fator Q do mesmo [3].

Na configuração Clapp, a capacidade vista na saída também é vista pelo cristal, o que limita a frequência de operação [3].

A configuração Pierce tem muitas características desejáveis num circuito oscilador:

- trabalha a qualquer frequência entre os 1 KHz e os 200 MHz;
- tem muito boa estabilidade de curto prazo devido às impedâncias de origem e de carga do cristal serem principalmente capacidades em vez de resistências, o que lhe confere um elevado Q;
- o circuito proporciona um sinal de saída com uma elevada amplitude e, simultaneamente, faz com que o cristal necessite de um nível baixo de energia para permanecer a oscilar.

O nível de potência baixo no cristal é muito útil em altas frequências, onde os cristais têm baixa taxa de dissipação [10]. Por essas razões, a arquitetura Pierce torna-se a mais desejável e, como tal, optou-se por usá-la no presente circuito.

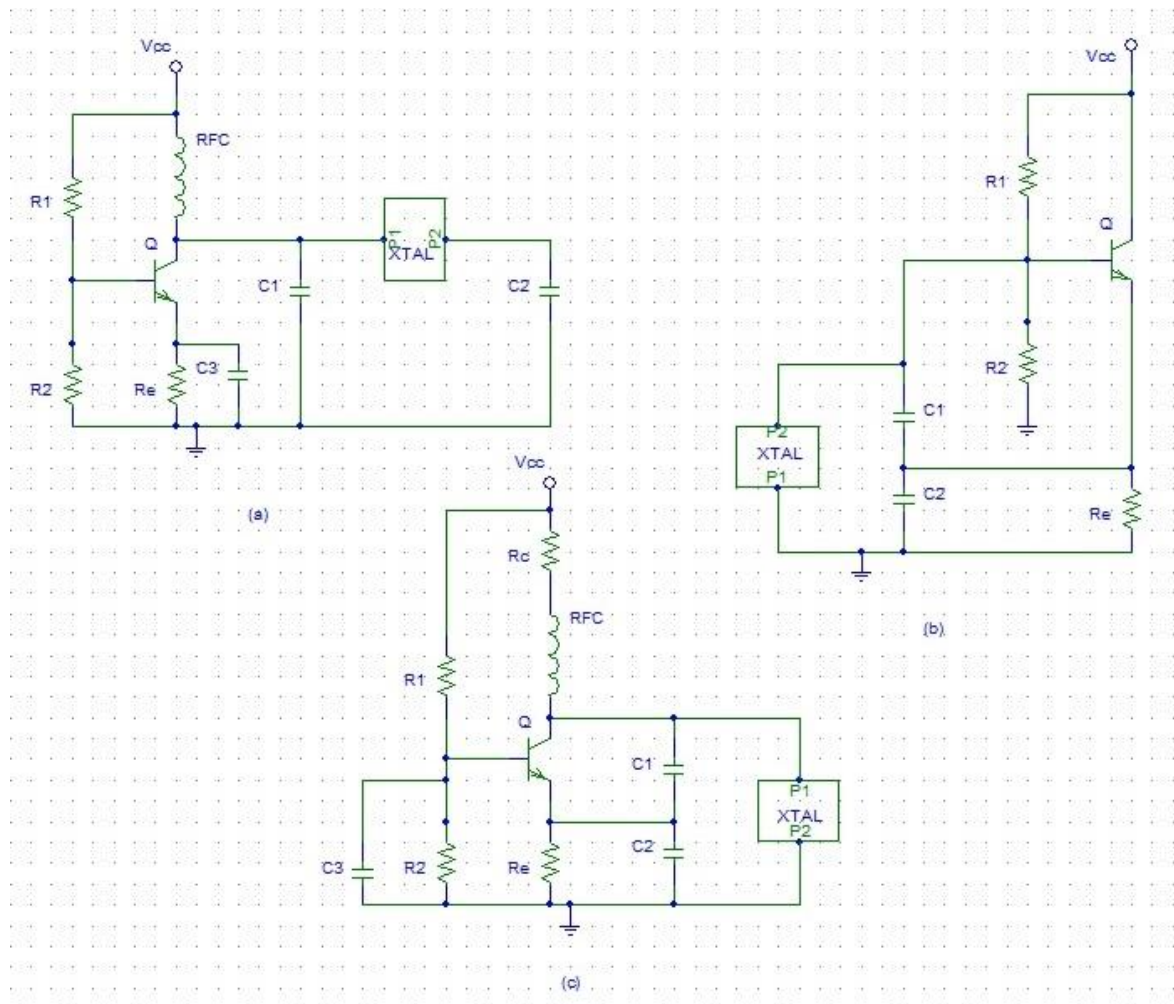


Figura 19 - (a) Oscilador Pierce. (b) Oscilador Colpitts. (c) Oscilador Clapp.

Para este circuito optou-se por um cristal de 2.457 MHz. Como já foi apresentado no capítulo 2, a impedância de entrada de um cristal que opera na região paralelo é uma resistência equivalente, R_e , em série com uma bobina equivalente, L_e .

Olhando agora para a figura 3, pode considerar-se, então, que Z_3 vai ser L_e em série com R_e . Z_1 e Z_2 vão ser condensadores.

Mais uma vez, para o projeto de um oscilador, são precisas: uma condição de fase e uma condição de ganho. Como condição de fase, tem-se:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_e C_T}} \quad (47)$$

onde o C_T vai ser:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (48)$$

Este C_T vai ser igual a C_L das especificações do cristal se se quiser que este opere na região de ressonância em paralelo à frequência de f_L .

Ao usar as equações presentes na figura 20 e sabendo a frequência de oscilação, o C_L , o C_0 e o ESR do *datasheet* do cristal, calculou-se L_e e R_e . Com a frequência de oscilação igual a 2.4576 MHz, o C_L igual a 32 pF, o C_0 igual a 7 pF e o ESR igual a 300 Ohm, o valor de L_e calculado foi de 131 μH e o valor de R_e é de 445 Ohm.

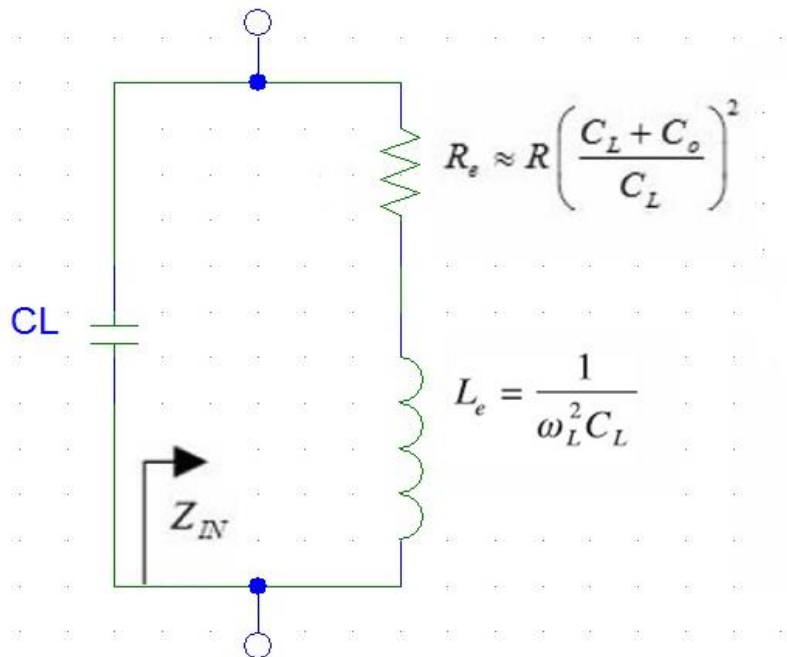


Figura 20 - Circuito equivalente de um cristal com a capacidade de carga. [2]

Sabendo-se esses parâmetros do cristal pode-se calcular a impedância e, assim, o ganho do circuito. Para tal, usou-se novamente o MATLAB para resolver essas equações. O resultado do ganho A , aplicado à equação (46), é 5.24, que é maior que a razão entre os condensadores (esta última 2.13). Este resultado verifica o critério de Barkhausen.

No que respeita ao cálculo do Q do cristal, este é muito difícil de calcular com precisão. Para o calcular, é preciso ter o C , L , C_0 e R no modelo (a) da figura 7, para assim se usar a relação:

$$Q_u = \frac{\omega_s L}{R} \quad (49)$$

onde R é ESR, ω_s é a frequência angular de ressonância série e L é a componente indutiva do cristal. Para calcular ω_s [3]:

$$\omega_a = \omega_s \left(1 + \frac{C}{2(C_0 + C_L)} \right) \quad (50)$$

O C não é fornecido no *datasheet* do cristal. Caso fosse, ao fim de calcular o ω_s teríamos dados suficientes para calcular o L :

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 C} \quad (51)$$

Como o R é a ESR, então poder-se-ia calcular Q_u . O L tabelado para 2 MHz é de, aproximadamente, 0.528 H, o que se distancia muito do L_e calculado anteriormente, apesar da frequência ser próxima.

O circuito implementado no simulador encontra-se na figura 21. O andar à esquerda constitui o oscilador Pierce (andar emissor comum (transistor Q1) realimentado por uma malha em π formada pelos condensadores C1 e C2 e pelo cristal (aqui

representado pelo modelo série de L_e e R_e)). A este segue-se um andar coletor comum (transistor Q2) para isolar o oscilador dos circuitos a jusante, sendo a sua saída ligada ao *mixer* que já foi anteriormente referido (e que será descrito mais à frente).

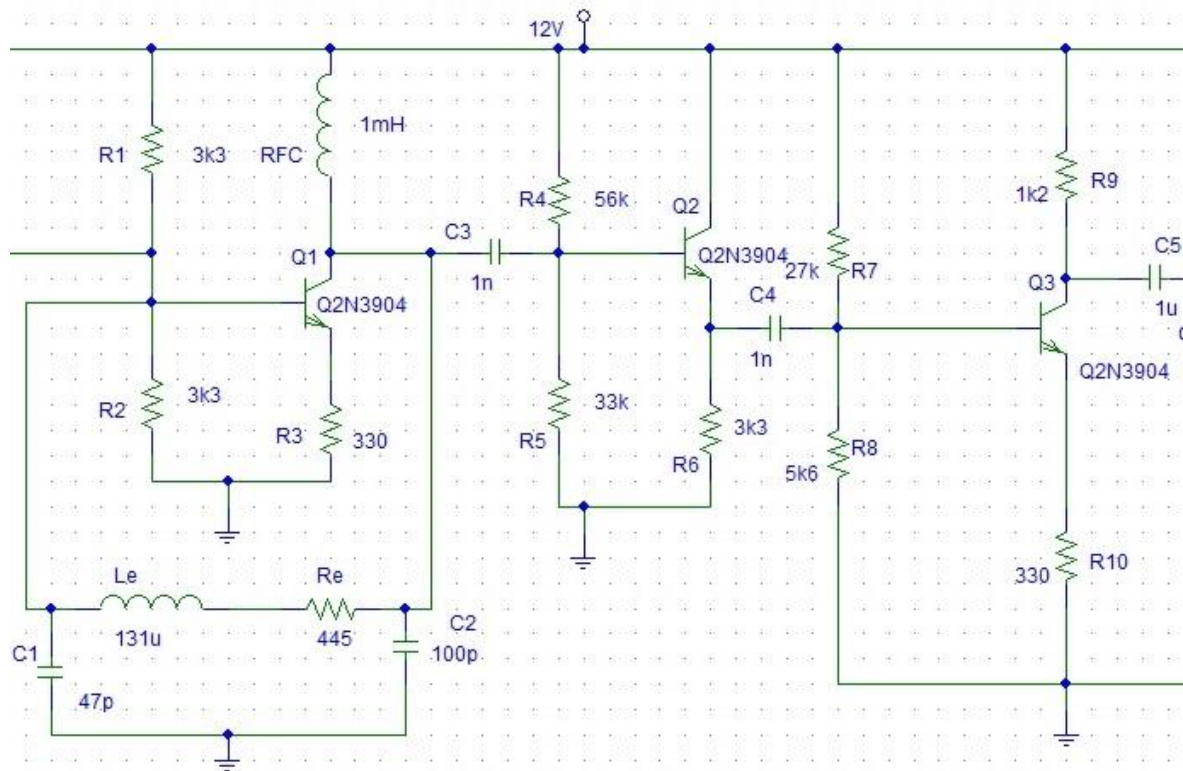
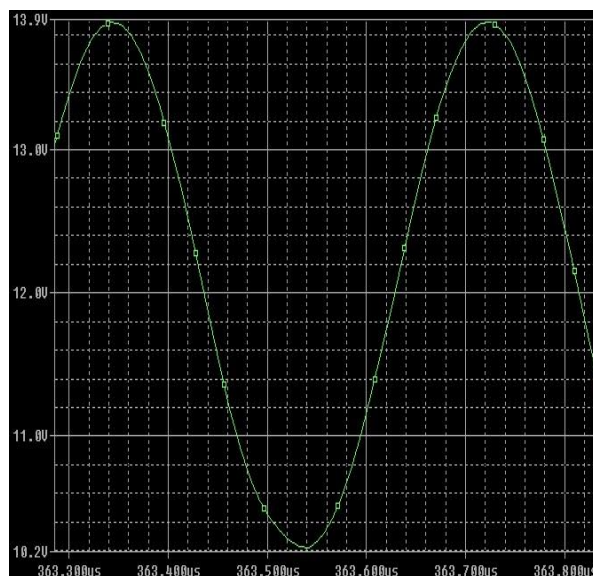
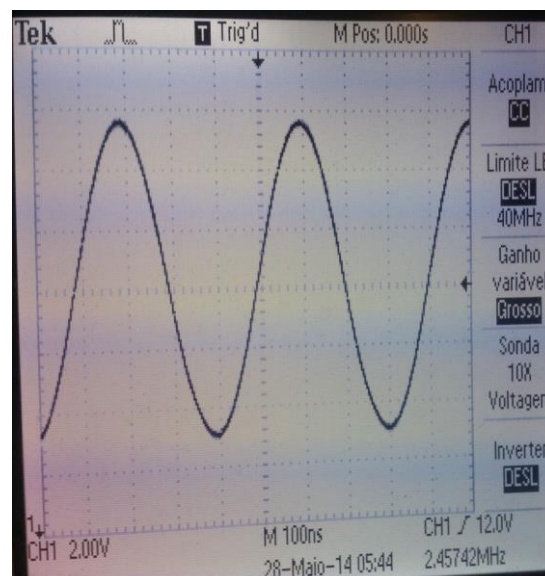


Figura 21 - Oscilador de cristal Pierce seguido de um Coletor Comum e de um Mixer.

De igual forma, este circuito foi implementado em *hardware* na mesma placa PCB pré-perfurada, sendo este medido em laboratório através de um osciloscópio digital. Os resultados da simulação e medidos no laboratório, reportados à tensão no coletor de Q_1 , podem ser observados na figura 22.



(a)



(b)

Figura 22 – Forma de onda no coletor de Q1 (figura 20): (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório.

As diferenças que podem ser observadas nas duas imagens são duas: a frequência da simulação que é de 2.64 MHz e a frequência medida em laboratório é de 2.457 MHz (isto pode dever-se às aproximações resultantes dos cálculos do modelo equivalente da bobina); a amplitude na simulação é de apenas 3.5 Vpp e no circuito implementado obteve-se, aproximadamente, 9.5 Vpp. Não era esperado obter-se uma diferença na amplitude tão significativa, pois o circuito encontra-se alimentado com 12 V, tal como o circuito *LC*. Era suposto a simulação chegar a valores equivalentes aos que se verificaram na realidade.

5.3 Mixer

O *mixer* é um dispositivo de conversão de frequência. Permite a conversão de sinais entre uma alta frequência (RF) e uma frequência intermédia menor (IF).

Em sistemas de comunicação, RF é a designação utilizada usualmente para a frequência de transmissão, que é convertida para uma IF, de modo a permitir uma melhor seletividade (filtragem) e uma aplicação mais fácil de baixo ruído e ganho elevado de amplificação. [11]

Nos *mixer* com transístores ativos, o transístor é polarizado para proporcionar transcondutância e amplificação. O transístor bipolar pode ser utilizado como *mixer* ativo. O sinal do oscilador local, LO, e o sinal RF são aplicados à base do transístor para variar a transcondutância do dispositivo. O sinal IF resultante é extraído a partir do terminal do transístor de saída, ou seja, o coletor. Com polarização adequada e filtragem de RF- LO em separado, pode ser alcançado um bom desempenho geral num *mixer*, tornando-o um *mixer* de alto desempenho. Os filtros à entrada do *mixer* devem ser utilizados para isolar o LO dos sinais de RF e IF. Todas as frequências indesejadas devem ser curto-circuitadas, tanto na entrada e na saída para minimizar a distorção, o ruído e para melhorar a estabilidade. [12]

A saída típica de um *mixer* é ilustrada, no domínio da frequência, na figura 23, considerando que recebe como entrada dois sinais sinusoidais perfeitos de frequência f_1 e f_2 :

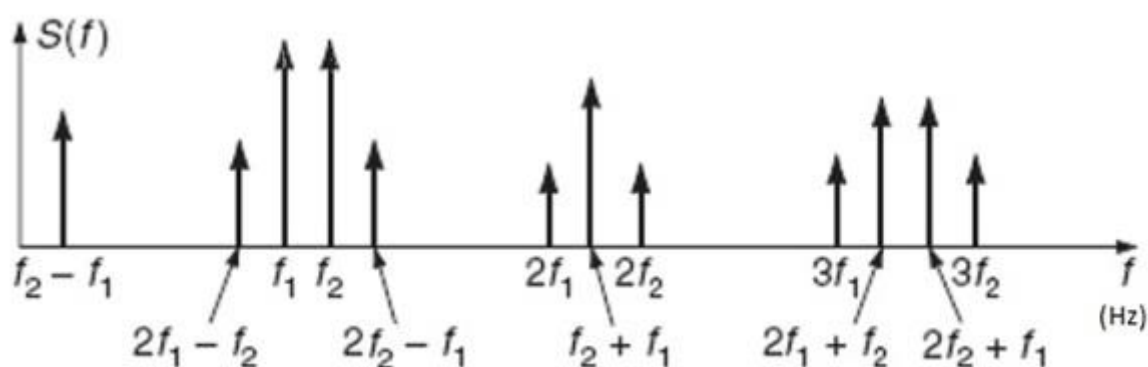


Figura 23 - Sinal de saída de um *mixer*, no domínio da frequência. [13]

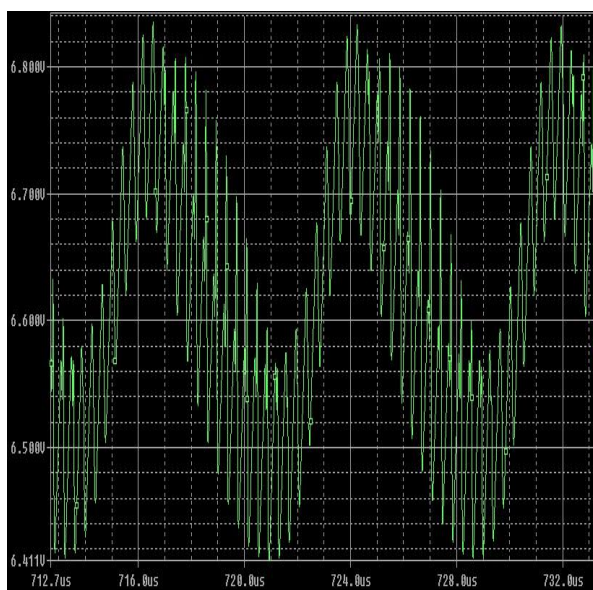
A função de um *mixer* pode ser implementada através do processamento não linear que o transístor efetua aos dois sinais sinusoidais de entrada. Para exemplificar, considere-se a multiplicação perfeita entre esses:

$$(V_1 \cos \omega_1 t)(V_2 \cos \omega_2 t) = \frac{V_1 V_2}{2} (\cos(\omega_1 + \omega_2) t + \cos(\omega_1 - \omega_2) t) \quad (52)$$

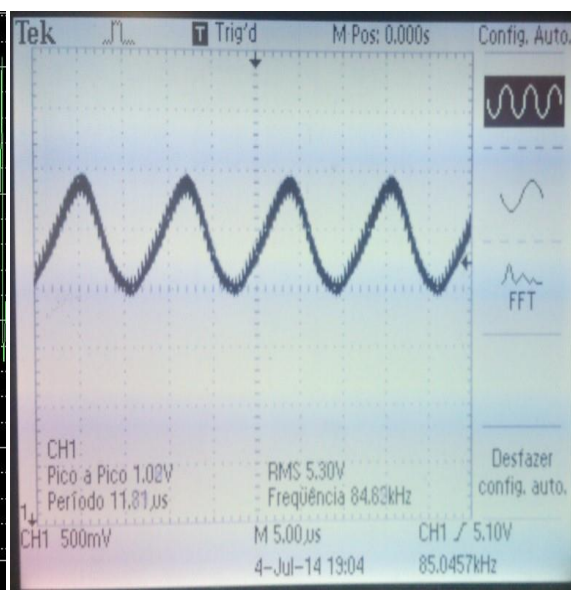
Verifica-se, assim, que o produto das sinusoides resulta em sinais, também sinusoidais, cujas frequências são, respetivamente, a soma e a diferença das frequências dos sinais de entrada.

Assim, a mistura de dois sinais pode ser alcançada aplicando-os a um sistema não linear. Decompondo em série polinomial a característica de um sistema não linear, verifica-se de imediato que esta possui um termo quadrático que, tal como apresentado em (52), explica o surgimento na sua saída de componentes às frequências soma e diferença das frequências dos sinais de entrada do referido sistema.

Para o presente trabalho foi considerado um *mixer* baseado numa arquitetura muito simples que consiste em aplicar os dois sinais, RF e LO, na base de um transistor bipolar polarizado, extraíndo o sinal IF no seu coletor. Não houve necessidade de os filtrar antes de chegarem ao *mixer*. Os resultados obtidos na simulação e por medição laboratorial encontram-se na figura 24 e o *mixer* pode ser visualizado na figura 21, entre o condensador C4 e C5.



(a)



(b)

Figura 24 - (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório.

Como se pode verificar, ambos os sinais têm aproximadamente a mesma amplitude de 1 V, assim como as várias frequências.

5.4 Filtro passa-baixo

O filtro passa-baixo é um circuito que deixa passar as componentes de sinal de frequências até à frequência de corte e atenua as frequências superiores à frequência de corte. A frequência de corte define-se como aquela para a qual o ganho do circuito decresce 3 dB relativamente ao ganho que este apresenta na região de banda passante (região onde o ganho é praticamente constante com a frequência), ou seja, esta frequência situa-se quando a potência do sinal é atenuada para metade da sua potência inicial. Existem várias maneiras de construir um filtro passa-baixo, como está representado na figura 25.

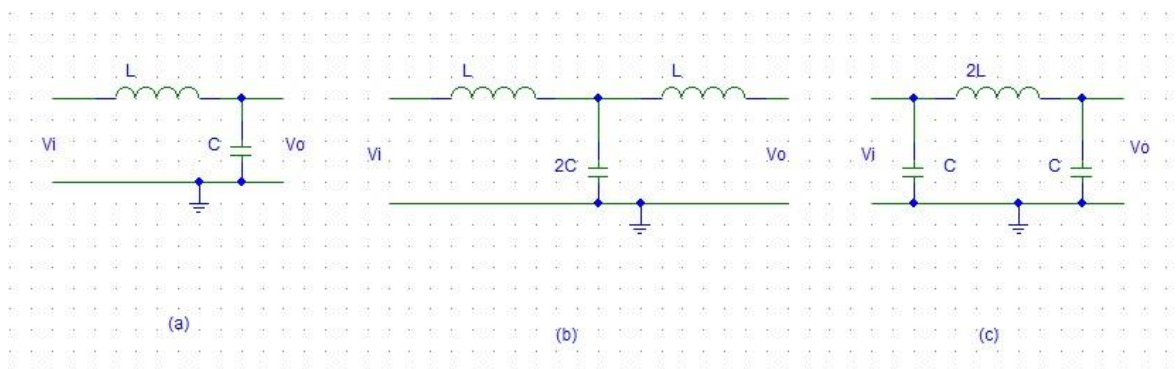


Figura 25 - Filtros passa baixo: (a) Filtro LC simples (filtro do tipo L); (b) Filtro LC em forma de "T"; (c) Filtro LC em forma de "PI"

Em (a) temos um filtro LC simples, ou seja, um filtro do tipo L. Se se interligasse vários filtros do tipo L constituindo uma cadeia, essa cadeia tem o nome de filtro do tipo k. Essa cadeia é constituída por elementos em série com impedância $2Z$ (como é o caso da bobina na figura 25 (a)) intercalados com elementos com uma admitância $2Y$ (como é o caso do condensador na figura 25(a)). Nos filtros do tipo T e do tipo π , a impedância vista da entrada do filtro é igual à impedância vista da saída do filtro devido à sua simetria. Na construção do primeiro bloco de um filtro

do tipo k (filtro do tipo L), Z_0 (impedância característica da linha) e a frequência de corte têm a seguinte relação:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (53)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (54)$$

Com estas duas relações, pode-se calcular o valor para o filtro pretendido sabendo ou atribuindo dois dos quatro parâmetros das equações (53) e (54). Para o filtro (b), as equações usadas para calcular os parâmetros do circuito são as mesmas que para o circuito (a), sendo que o valor da indutância do condensador tem de ser o dobro.

Para o filtro (c), as equações voltam a ser as mesmas, mas, o valor da impedância da indutância que tem de ser o dobro.

Neste trabalho foi construído (para filtrar o sinal de saída do *mixer*) um circuito de filtragem de segunda ordem do tipo π baseado numa tabela de valores pré-definidos [14] com o objetivo de minimizar o ripple e adaptado para uma impedância de linha Z_0 de 270 Ohm (usou-se os 270 Ohm apenas por ser a impedância de carga vista pelo filtro e não se mediu a impedância de linha porque as frequências são muito baixas para ter impacto). A frequência de corte escolhida foi bastante acima de IF (aproximadamente 55 kHz), 100 kHz, porque esta vai variar quando se introduz um metal no núcleo da bobina. Como essa variação vai aumentar pouco com os metais bons condutores e com baixa permeabilidade magnética e diminuir muito com a ferrite, projetou-se um filtro para os 100 kHz. Quanto maior for a frequência de corte, menor é o valor dos componentes que constituem o filtro.

Projetou-se um filtro de segunda ordem, ou seja, com três componentes, dois condensadores e uma bobina, como se pode observar na figura 26.

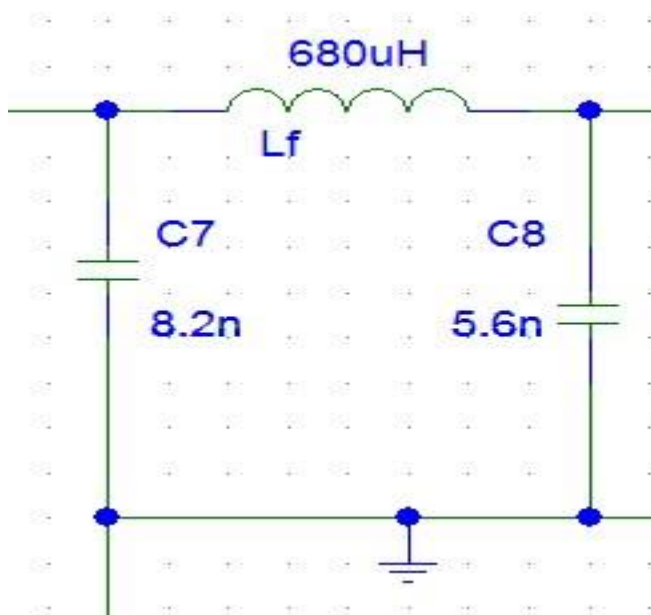


Figura 26 - Filtro passa-baixo projetado.

Para chegar aos valores dos componentes do filtro foi usada a informação da seguinte tabela:

| N | g_1 | g_2 | g_3 |
|---|--------|--------|--------|
| 1 | 2.0000 | 1.0000 | |
| 2 | 1.4142 | 1.4142 | 1.0000 |

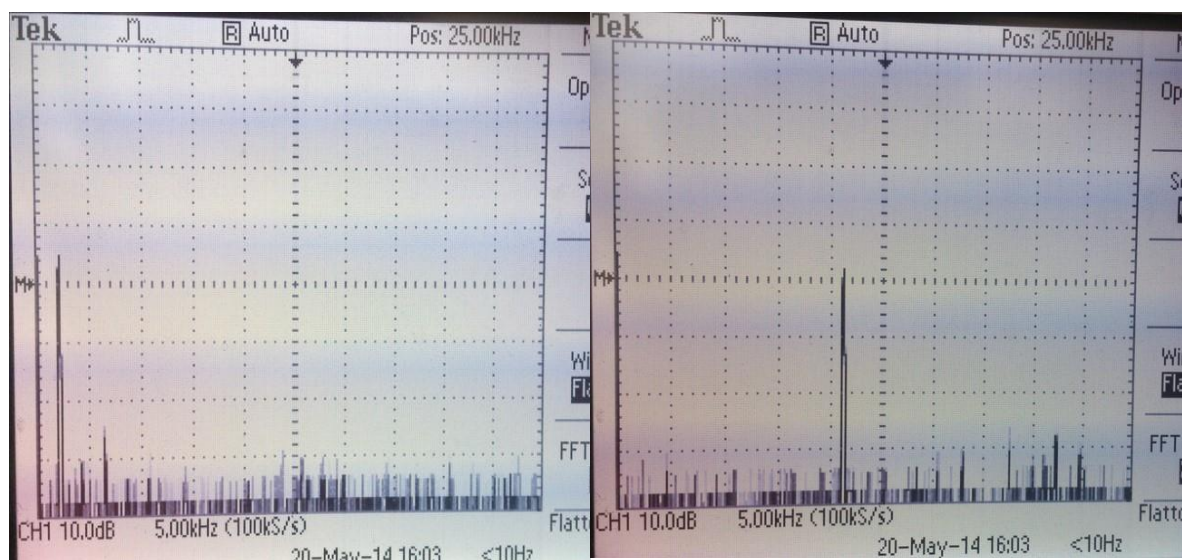
Tabela 1 - Valores tabelados para construção de um filtro passa-baixo de ordem N.
[14]

Com esses valores, foram usadas as seguintes equações, para o caso de estar a calcular o valor da bobina ou do condensador respetivamente:

$$g_k = \frac{\omega L}{Z_0} \quad (55)$$

$$g_k = \frac{\omega C}{\frac{1}{Z_0}} \quad (56)$$

onde g_k é a localização do componente no filtro (neste caso g_1 é referente ao C7, g_2 é referente ao Lf e o g_3 é referente ao C8), ω é a frequência de corte e Z_0 é a impedância característica da linha. Projetou-se o filtro para 100 kHz e com das aproximações para os componentes existentes em armazém, este acabou por cortar nos 108 kHz. Na figura 27 observa-se que a frequência de corte se situa nos 22 kHz, mas isso deve-se ao facto de a ponta de prova do osciloscópio estar em 5x, pelo que a frequência efetivamente medida é de 110 kHz.



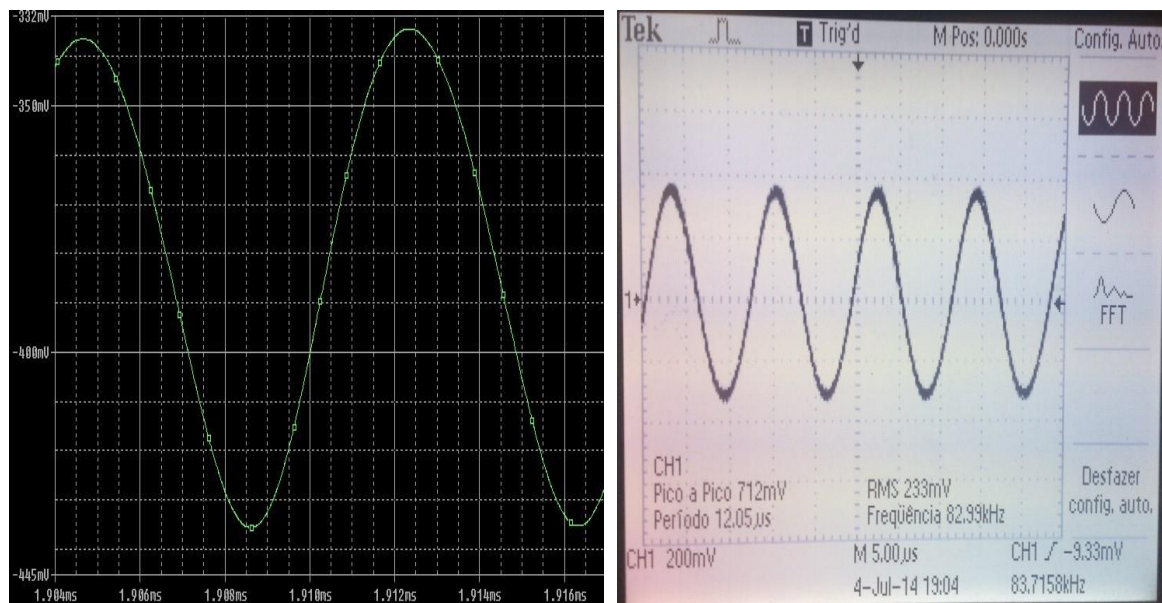
(a)

(b)

Figura 27 - Visualização da FFT (Fast Fourier transform) antes de chegar à frequência de corte, -3 dB (a) e depois de chegar à frequência de corte, -3 dB (b)

Para verificar a frequência de corte, desligou-se o circuito da alimentação e ligou-se um gerador de sinais à entrada do filtro. Começando com uma frequência baixa, foi-se aumentando a frequência até o sinal baixar 3 dB relativamente ao seu valor às baixas frequências.

Voltando a ligar o circuito e apresentando na entrada do filtro o sinal representado na figura 24, na saída do filtro observa-se, na simulação e na medição em laboratório, as seguintes formas de onda:



(a)

(b)

Figura 28 – Saída do filtro passa-baixo que se segue ao mixer: (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante do filtro medido em laboratório.

Neste momento, não se pode comparar o resultado medido em laboratório com a simulação, pois devido às limitações do PSPICE, onde se pode colocar apenas 50 componentes eletrónicos, foi necessário usar uma fonte de sinal para substituir um dos osciladores. Ainda assim, pode observar-se que, em relação à entrada do filtro, os sinais de altas frequências desapareceram na simulação. Em relação à amplitude, na figura 28 (b) tem 1 Vpp, enquanto que na simulação, apenas tem aproximadamente 100 mVpp. Em ambos os casos, o sinal medido foi a pouco mais de 54 kHz, pois esta é a diferença entre os 2 osciladores.

5.5 Amplificador

No projeto do amplificador final optou-se por um andar emissor comum seguido por um andar coletor comum, tal como se pode apresentar na figura 28.

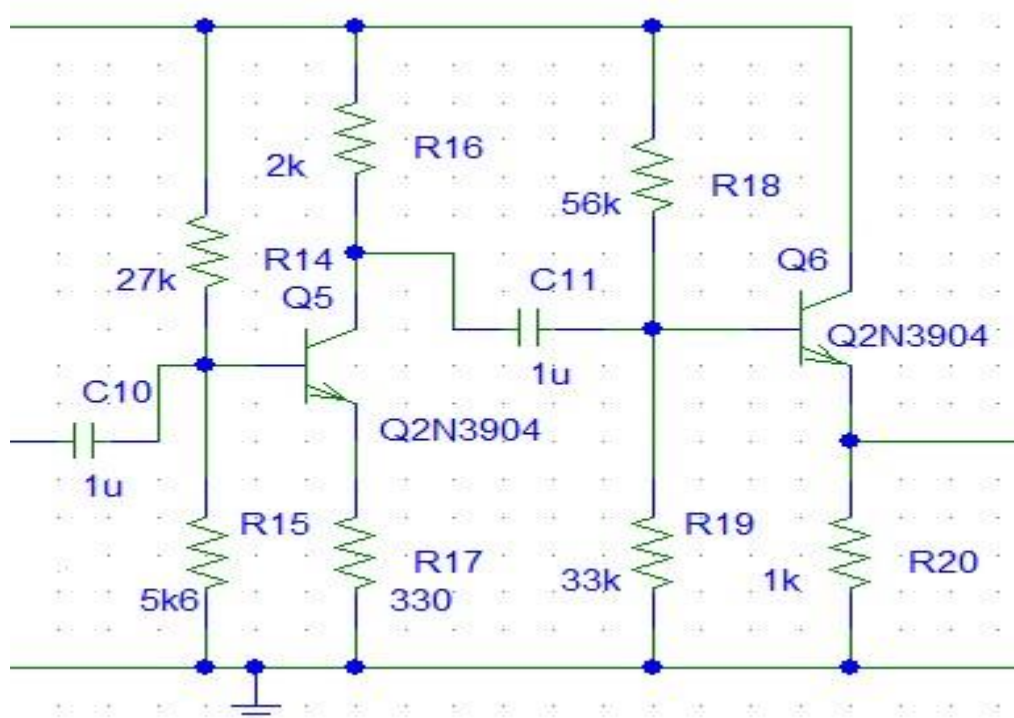


Figura 29 - Amplificador inversor Emissor Comum seguido de um coletor comum.

O andar coletor comum serve para que o ganho do emissor comum não se altere com a variação da resistência de carga deste amplificador.

Como se pode observar na figura 30, na saída foi colocado (em série) um condensador de 150 nF, para isolar a tensão do emissor de um divisor resistivo efetuado por um potenciômetro de 10k ligado à alimentação e à massa, de modo a que a onda de saída tivesse um *offset* de 1.5V (o sinal de saída tem 3 Vpp e o PIC apenas admite sinais entre os 0 e os 3.6V).

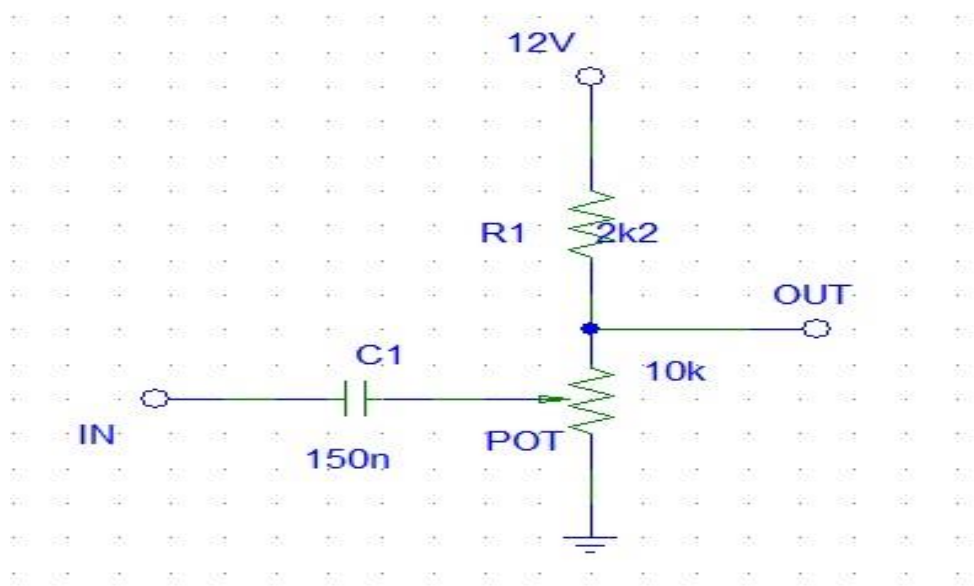
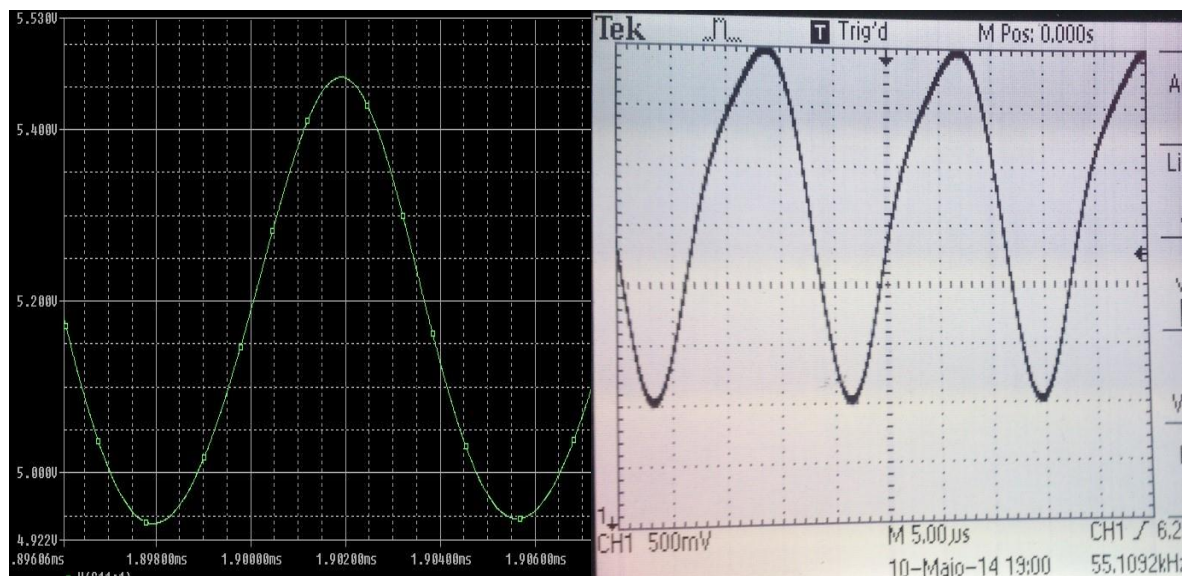


Figura 30 - Preparação do sinal à saída do coletor comum adicionando-lhe uma tensão DC.

Na resistência do coletor de Q5 foi usado um potenciômetro de 2k2, de modo a regular o ganho para 3 Vpp, O cálculo do ganho foi calculado em MATLAB, tal como os outros amplificadores. Esses cálculos estão mais uma vez apresentados em anexo. O resultado produziu um valor do ganho igual a 6. Como foi usado o potenciômetro de 2k2 e este deve estar regulado a aproximadamente 1k (na figura 28 está apresentado o valor de 2k porque o sinal simulado não tem a mesma amplitude que o sinal medido em laboratório), então o ganho é apenas de 3, tal como podemos observar na figura 31.



(a)

(b)

Figura 31 – Sinal de saída do amplificador que amplifica o sinal de saída do filtro passa-baixo que filtra o sinal gerado pelo mixer: (a) Onda resultante da simulação. (b) Onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório.

Pode-se observar que o ganho da simulação também foi de 6 (em comparação com o sinal da figura 28) e que a onda resultante no circuito implementado, medido em laboratório está em 3 Vpp.

O circuito completo tem o aspeto que se pode ver na figura 31:

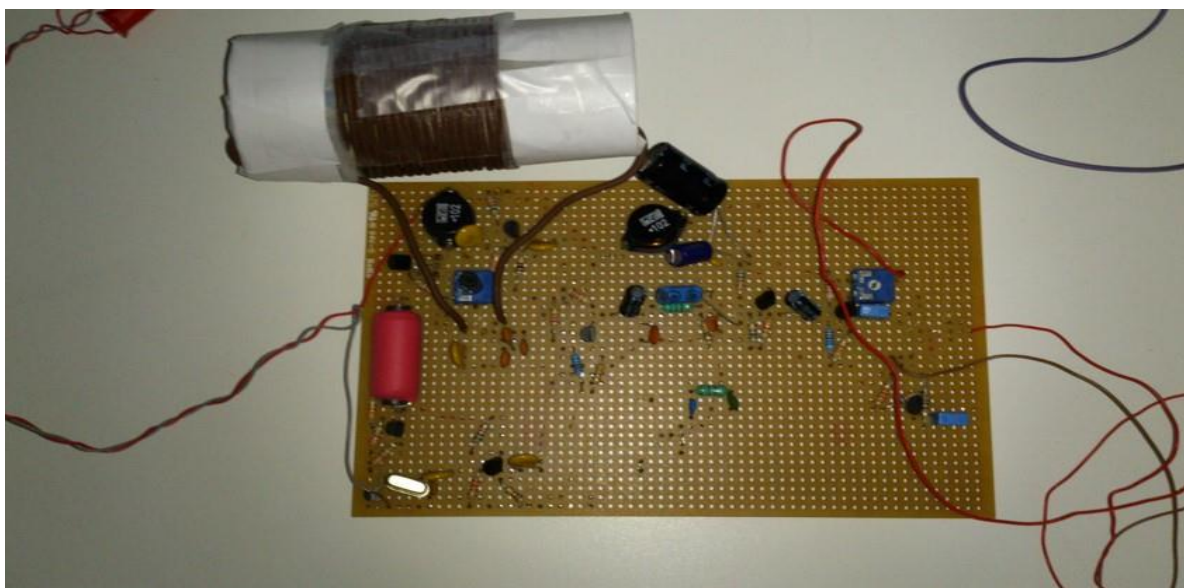


Figura 32 - Circuito completo.

5.6 Circuito de entrada no PIC32

O sinal produzido pelo conjunto de circuitos descritos anteriormente (dois osciladores cujas saídas são misturadas pelo *mixer*, sendo filtrada e amplificada a componente que gera a frequência igual à diferença das frequências dos dois osciladores) tem que, agora, ser processado por forma a que a sua frequência seja medida automaticamente. É exatamente do valor dessa frequência que se determina o desvio da frequência de oscilação do sinal gerado pelo oscilador Clapp baseado no circuito ressonante LC (este desvio é, por sua vez, provocado pela alteração da permeabilidade magnética da sua bobina, por inserção de um material no seu núcleo).

Inicialmente pensou-se em capturar esse sinal por um microcontrolador PIC32MX795H usando uma entrada ADC, convertendo o sinal de analógico para digital. Mas devido ao facto de a frequência de amostragem máxima permitida pelo PIC32 ser de aproximadamente 300000 amostras por segundo, quando a frequência máxima admitida para o sinal a medir é de 100kHz, ter-se-iam apenas 3 amostras por período, o que é manifestamente pouco.

Então, em alternativa, decidiu-se passar o sinal por um comparador com histerese (Schmitt trigger) que vai converter o sinal sinusoidal num sinal aproximadamente quadrado com amplitude de 3.3 Vpp centrado em 1.65 V (correspondente aos níveis de tensão admissíveis numa entrada no PIC32, estando este alimentado a 3.3 V). Esta onda quadrada é, então, utilizada para ativar uma linha de interrupção externa do PIC32 (nas transições ascendentes), sendo registado (na rotina de atendimento à interrupção) o tempo decorrido entre duas interrupções consecutivas (recorrendo, para tal, a um timer interno do PIC32). Desta forma, em vez de se registar a forma de onda para depois estimar o seu período, determina-se diretamente o período da onda quadrada, que é igual ao da onda sinusoidal que a gera.

O esquema do *Schmitt trigger* implementado encontra-se na figura 33, onde VIF1 representa o sinal proveniente do *mixer* (depois de filtrado e amplificado). Este foi projetado para gerar a onda quadrada já com os níveis de tensão adequados à entrada do PIC32.

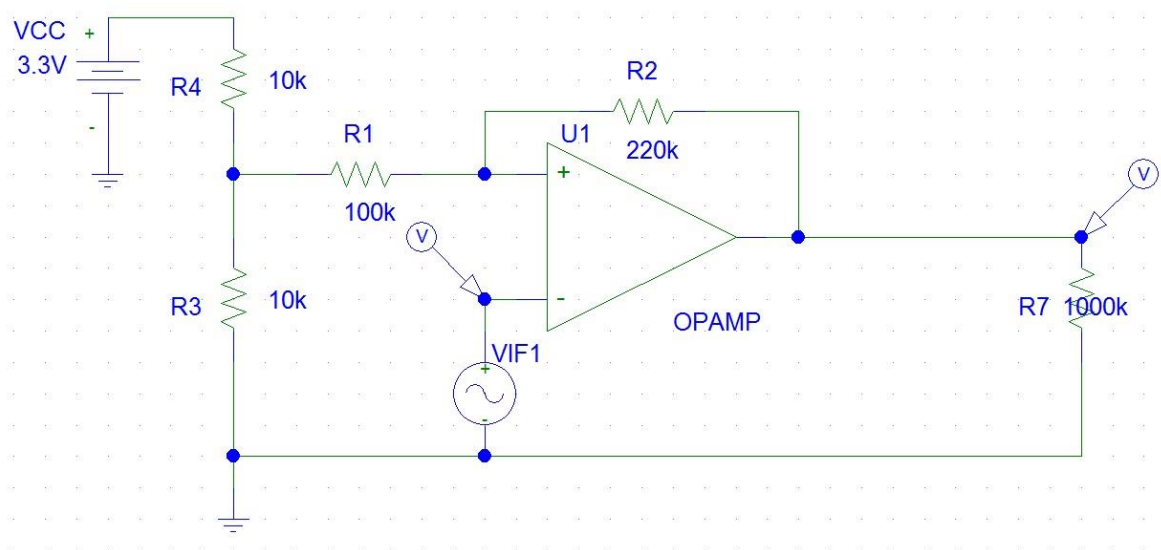


Figura 33 - Schmitt trigger utilizado na interface entre o circuito eletrónico e o PIC32.

O seu resultado em simulação está representado na figura 34.

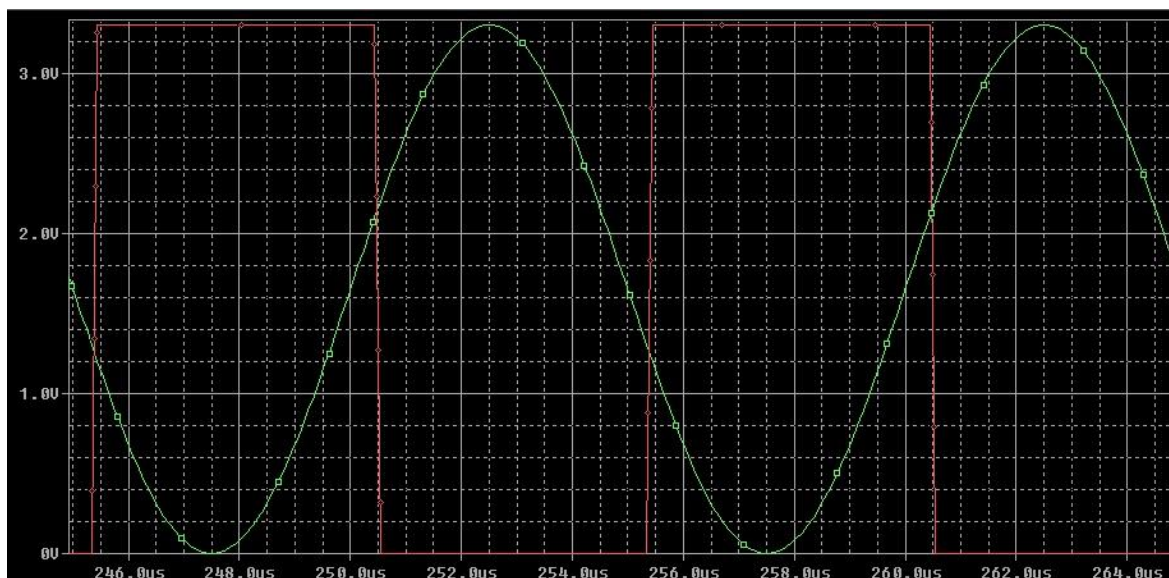


Figura 34 - Resultado em simulação do Schmitt Trigger da figura 31 (a verde: sinal de entrada do comparador; a vermelho: sinal de saída do comparador).

Na figura 32, a resistência de saída de $1\text{ M}\Omega$ simboliza a impedância de entrada elevada na linha de interrupções externas do PIC32.

A utilização do *Schmitt trigger* ao invés de um simples comparador sem histerese deve-se ao facto de, neste último, considerar apenas um valor de referência na comparação. Logo, na presença de algum ruído, este podia passar por esse valor várias vezes nas imediações de uma transição (gerando múltiplas comutações indesejadas na saída do comparador, o que iria introduzir erros na medida do período do sinal). O *Schmitt trigger* considera 2 níveis de decisão: $V(\text{low}) = 1.1\text{ V}$ e $V(\text{high}) = 2.1\text{ V}$. Isto é, quando o sinal de entrada passa abaixo de $V(\text{low})$, a saída do comparador comuta para 3.3 V (pois o comparador é, também, inversor) e quando passa acima de $V(\text{high})$ a saída do comparador comuta para 0 V . O resultado medido em laboratório pode ser visualizado na figura 35.

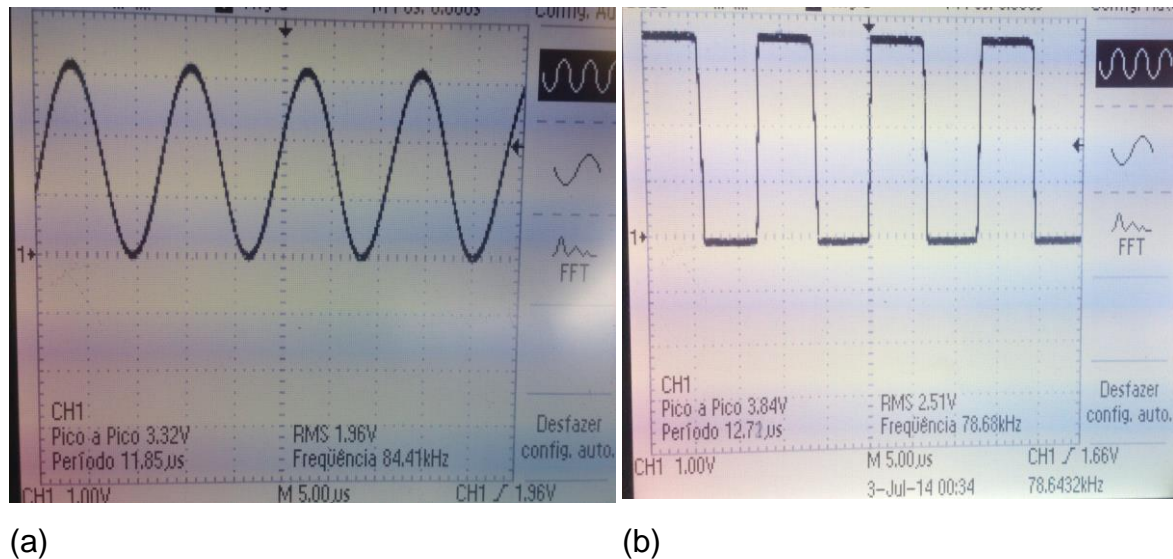


Figura 35 - (a)Entrada no Schmitt Trigger (b)Saída do Schmitt Trigger

Uma vez que a entrada do PIC32 suporta apenas tensões inferiores a 3.6 V, foi necessário ajustar adequadamente a alimentação do AmpOp (com recurso a um potenciômetro) para garantir que esse nível não é excedido.

Assim, o sinal gerado pelo *Schmitt trigger* foi ligado a uma linha de interrupção externa do PIC32, que foi programado de acordo com o diagrama de blocos da figura 36, de modo a que houvesse uma interrupção sempre que o sinal passa de '0' para '1'. Quando é gerada essa interrupção, o valor do contador do Timer1 do PIC32 (previamente ativado) é registado e posteriormente enviado para o MATLAB através de uma ligação série (usando a UART do PIC32).

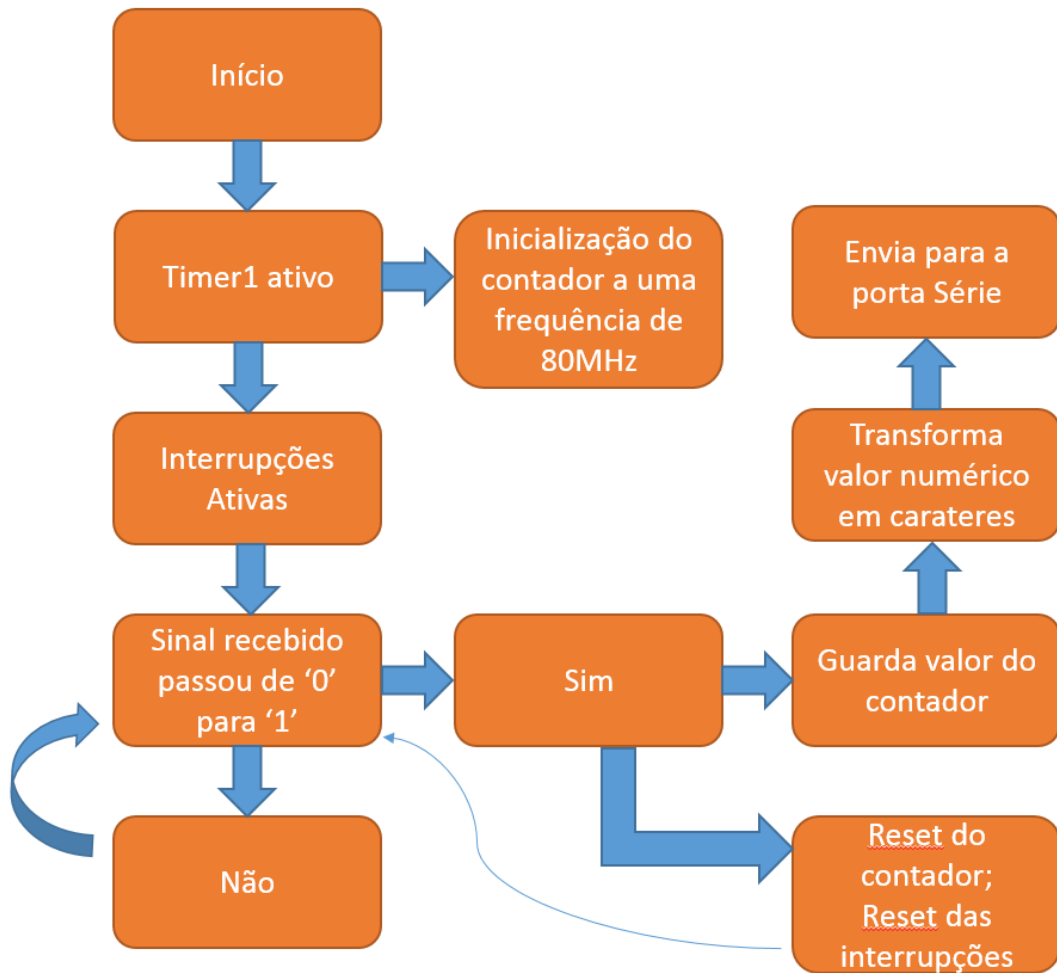


Figura 36 - Fluxograma com a estrutura do código implementado no PIC32.

Sabendo que a frequência do *clock* interno do PIC32, 80 MHz, e com um *prescaler* de 1:1, consegue-se obter a frequência medida:

$$Frequencia_medida = \frac{1}{Contador * 1.25 * 10^{-8}} \quad (57)$$

Onde o valor de $0.0125 \mu s$ é o período do oscilador interno e o *Contador* é o número de períodos do Timer1, registado pelo mesmo, entre duas interrupções. Devido ao facto de existir *overflow* quando o contador chega ao valor 65536 (visto ser um registo de 16 bits), a frequência mínima que este consegue detetar é 1220 Hz.

Para o MATLAB, foi enviado o valor do *Contador* numa sequência de catorze caracteres, em que os três primeiros são 'AAA' e os três últimos são 'ZZZ' de modo a criar um *Header* e um *Footer* para sintonização da recepção no MATLAB. Após uma filtragem (remoção do *Header* e do *Footer* da informação recebida), e depois de converter os caracteres recebidos no respetivo valor numérico, é aplicada a equação (57) e o programa elaborado em MATLAB envia uma mensagem para o ecrã com o valor da frequência medida.

Ao comparar a frequência medida, apresentada no MATLAB, e a frequência medida com o osciloscópio, observou-se uma diferença praticamente constante de 1.3 kHz. Ou seja, quando o osciloscópio indica, por exemplo, 65 kHz, no MATLAB lê-se a frequência de 66.3 kHz. Essa diferença não é crítica para os resultados deste projeto porque é constante e o que nos interessa é a variação dessa frequência quando se insere um material no núcleo da bobina.

CAPÍTULO 6

TESTE E VALIDAÇÃO DO SISTEMA IMPLEMENTADO

Na execução deste trabalho podia-se ter colocado um varactor em paralelo com o condensador C3 do oscilador LC Clapp, de modo a regular a frequência e igualar a frequência de oscilação dos dois osciladores do circuito (quando nenhum material se encontra inserido no núcleo da bobina). Desta forma seria efetuado um ajuste da frequência de referência, no início de cada teste. Tal não se realizou porque assim é possível saber se se observa um desvio positivo ou negativo da frequência de oscilação do oscilador Clapp (se a frequência inicial dos dois osciladores fosse a mesma, sendo a saída *mixer* + filtro de frequência nula (DC), não se conseguia verificar se o posterior desvio de frequência seria positivo ou negativo). Tal capacidade de observação é importante, pois verificou-se que, por um lado, em materiais como a ferrite com uma elevada permeabilidade magnética relativa (e baixa permitividade elétrica), a indutância da bobina aumenta, diminuindo a frequência de oscilação do circuito Clapp (desvio negativo); por outro lado, materiais com elevada permitividade elétrica (e permeabilidade elétrica próxima da do ar, como o alumínio) provocam um desvio positivo na referida frequência de oscilação (devido ao predomínio do campo magnético induzido pelas correntes de Foucault). De facto, verificou-se que, por exemplo, com a inserção progressiva do cilindro de ferrite no núcleo da bobina, a frequência começa a diminuir e, a partir do momento em que a frequência do oscilador LC iguala a frequência do oscilador de cristal, esta volta a subir, ultrapassando inclusivamente os 100 kHz, que é a frequência de corte do filtro passa-baixo.

A figura 37 apresenta as condições e a forma em como se obtiveram os valores da tabela 2 usando as barras metálicas de latão, alumínio, cobre e aço inox.

Como se pode ver, neste teste as barras metálicas foram totalmente inseridas no núcleo da bobina.

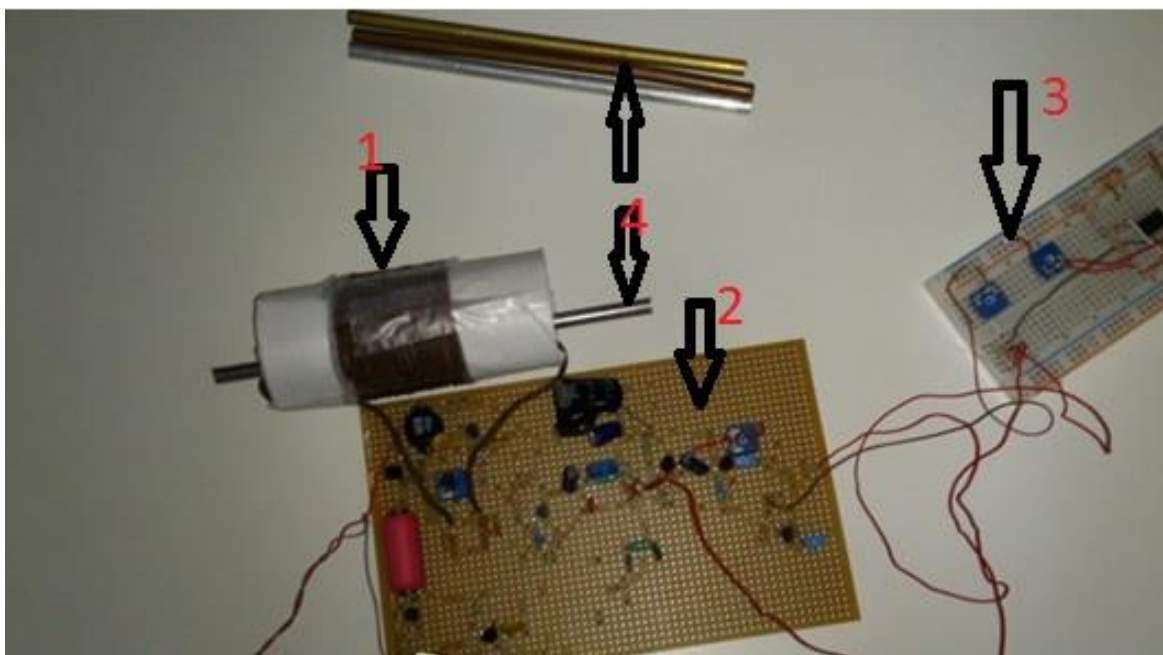


Figura 37 - Medição do desvio de frequência com a inserção das barras de Latão, Alumínio, Cobre e Aço Inox no núcleo da bobina. (1 - bobina implementada, 2 – circuito implementado, 3 – Microcontrolador, 4 – materiais metálicos usados na medição).

| Metal | Frequência inicial (MATLAB) (Hz) | Frequência com o metal introduzido na bobina (Hz) | Variação da frequência (Hz) |
|----------|----------------------------------|---|-----------------------------|
| Alumínio | 66390 | 92900 | 26510 |
| Aço Inox | 66390 | 89980 | 23590 |
| Latão | 66390 | 90800 | 24410 |
| Cobre | 66390 | 90400 | 24010 |

Tabela 2 – Resultados medidos para Alumínio, Aço Inox, Latão e Cobre.

Não se podem tirar conclusões em termos da diferença do valor da permeabilidade magnética destes vários metais, uma vez que os efeitos predominantes parecem ser impostos pelas correntes de Foucault introduzidas nos materiais (como os quatro metais têm permitividade elétrica muito elevada, e geometria idêntica, os resultados observados são muito próximos uns dos outros). No entanto, sabendo à

partida que todos eles apresentam uma permeabilidade magnética relativa perto da unidade e observando-se que a variação de frequência de todos eles é muito próxima, conclui-se portanto que apresentam características muito semelhantes quando inseridos num campo magnético.

Para a ferrite procedeu-se a uma medição um pouco diferente, visto que esta altera fortemente o campo magnético, fazendo com que a frequência ultrapasse a frequência de corte do filtro passa-baixo. Como tal foi-se aproximando o cilindro de ferrite centímetro a centímetro do núcleo da bobina, como se representa na figura 38, e foram-se registando as variações na frequência para cada ponto.

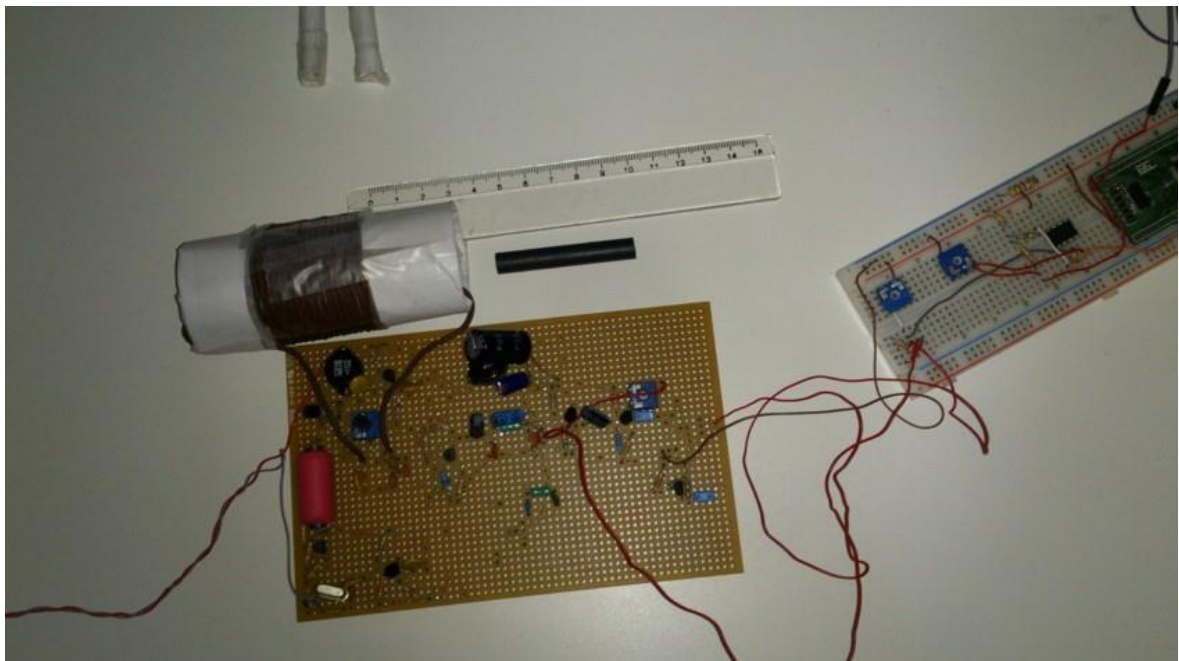


Figura 38 - Medição da variação da frequência com a aproximação da ferrite do núcleo da bobina.

As variações na frequência estão registadas na tabela 3:

| Distância (cm) | Frequência medida (Hz) | Variação da frequência (Hz) |
|----------------|------------------------|-----------------------------|
| 5 | 66390 | 0 |
| 4 | 66390 | 0 |
| 3 | 64700 | 1690 |
| 2 | 63000 | 3390 |
| 1 | 58400 | 7990 |
| 0 | 23300 | 43090 |

Tabela 3 – Resultado da medição da frequência com o aproximar da ferrite do núcleo da bobina.

Como se pode observar, sem a ferrite estar introduzida no núcleo da bobina já existe uma variação de 43090 Hz. Ao introduzir mais um centímetro, a frequência passou por zero e subiu até aos 76500 Hz, o que significa que houve uma variação de aproximadamente 143 kHz. Assim que se inseriu ainda mais um centímetro, a frequência de corte do filtro passa-baixo foi ultrapassada e não foi possível fazer a leitura.

Este resultado mostra que o circuito é muito sensível para as variações significativas na indutância causadas por um metal magnético.

De modo a evitar as correntes de Foucault, decidiu-se usar limalha de alumínio e limalha de latão (que é uma liga com uma grande percentagem de cobre) de modo a verificar-se a variação da frequência relativa à permeabilidade magnética dos materiais. Com limalha, as correntes de Foucault são fortemente atenuadas. Como o contacto entre os vários pedaços da limalha oferece uma área de contacto muito pequena, a corrente não flui da mesma maneira que fluía numa barra maciça.

| | Variação da frequência com um tubo de limalha de alumínio (Hz) | Variação da frequência com um tubo de limalha de latão (Hz) |
|----------------------|--|---|
| Distancia 2 cm | 200 | 0 |
| Distancia 1 cm | 800 | 0 |
| Distancia 0 cm | 1800 | -400 |
| Totalmente no núcleo | 7500 | -2400 |

Tabela 4 – Resultado da medição da frequência com o aproximar da limalha de latão e de alumínio do núcleo da bobina.

Nesta medição, cujo procedimento é idêntico ao efetuado com o núcleo de ferrite, e cujos resultados se apresentam na tabela 4, considerou-se negativa a variação em que a frequência aumenta.

Como se pode constatar, efetivamente, a limalha veio reduzir fortemente as correntes de Foucault. Como a permeabilidade magnética destes é muito próxima à do ar (a diferença é diminuta, sendo ainda mais diminuta a variação da permeabilidade magnética do meio onde a bobina se insere, uma vez que a limalha apenas ocupa um espaço pequeno desse meio).

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

Neste trabalho implementou-se um sistema eletrónico com o objetivo de permitir distinguir a permeabilidade magnética de diferentes materiais que são inseridos no núcleo de uma bobine de teste. Com base na variação da indutância dessa bobine, que controla a frequência de oscilação de um circuito oscilador, é efetuada uma medida da variação dessa frequência (por comparação com a frequência de oscilação de um outro oscilador de referência, que não se altera), sendo assim inferidas as características magnéticas do material inserido na bobine.

O sistema eletrónico implementado foi testado em laboratório, verificando-se que este apresenta uma boa sensibilidade na deteção das modificações das propriedades eletromagnéticas da bobine de teste. Este sistema opera de uma forma autónoma, apresentando diretamente num computador, em tempo real, o valor do desvio da frequência de oscilação do circuito oscilador controlado pelo valor da indutância da bobine de teste.

Durante o processo de caracterização, com um VNA, do comportamento da indutância da bobine, em função da inserção de diferentes elementos no seu núcleo, verificou-se surgir um efeito imposto por correntes de Foucault induzidas quando a condutividade elétrica desse material é elevada. De facto, notou-se que o impacto que essas correntes impõem no comportamento eletromagnético global da bobine têm um efeito dominante nos metais testados (alumínio, latão, cobre e aço inox). Para tal também contribuiu o facto de as respetivas permitividades magnéticas serem praticamente idênticas à do ar (segundo tabelas que registam características genéricas de diversos materiais). Este efeito veio inviabilizar a estratégia inicialmente pensada para a criação de uma tabela de referência relacionando permeabilidade magnética de diferentes materiais (previamente conhecida) e os valores dos desvios da frequência de oscilação medidos. Tal tabela seria, depois, utilizada para caracterizar (estimar) a permeabilidade magnética de outros materiais que se pretendesse testar.

Não tendo conseguido, no tempo disponível, agrupar um conjunto de materiais com condutividade elétrica baixa e variada permitividade magnética, obedecendo todos estes à mesma geometria (para ocuparem o mesmo espaço no núcleo da bobine), sugere-se, como trabalho futuro, seja dada continuidade a esta tarefa para, assim, se criar a tabela de referência mencionada, permitindo que o sistema implementado produza, como saída, a estimativa da permeabilidade magnética do material em teste, complementando a informação do desvio de frequência de oscilação observado.

CÓDIGO:

No código apresentado neste anexo é referente aos ganhos dos amplificadores emissor comum dos dois osciladores e do amplificador final.

%calcula o ganho A para o oscilador LC:

clear all;

close all;

%%Declaração de variáveis:

w0=2.4576*10^6; %frequencia de oscilação em Hz

ZRFC=1j*w0*10^(-3); % impedancia da bobina RFC

Rpi2=1200; %impedancia do Rpi do Q2

Rpi3=1200; %impedancia do Rpi do Q3

Beta=166; %valor do parametro beta de todos os BJT

ZC3=1/(1j*10^-9*w0);%impedancia do C3

ZC4=1/(1j*10^-9*w0);%impedancia do C4

R4=56000;

R5=33000;

R10=330;

R6=1000;

R3=1000;

R7=27000;

R8=5600;

ZC=1/(1j*1.5*10^(-9)*w0);%impedancia do C

ZC2=1/(1j*1.5*10^(-9)*w0);%impedancia do C2

ZL=1j*w0*9.47*10^(-6);%impedancia do L

Rs=0.672;

ZC1=1/(1j*10^(-9)*w0);%impedancia do C1

Rp=R8*R7/(R8+R7); %R8//R7

Rp2=Rpi3+(Beta+1)*R10*Rp/(Rpi3+(Beta+1)*R10+Rp); %Rp//Rin de Q3

%%

%Calculo das impedancias

%Desprezei a impedancia vista para a entrada de Q1, pois é muito elevada

%comparada com ZC1

SaidaCC=(R6*(ZC4+Rp2))/(R6+ZC4+Rp2);%saída vista pelo emissor de Q2

Rincc=ZC3+((R4*R5/(R4+R5))*(Rpi2+(Beta+1)*SaidaCC))/((R4*R5/(R4+R5))+(Rpi2+(Beta+1)*SaidaCC));%impedancia vista do coletor de Q1 em direção a Q2

Zbeta=(ZC2*(ZC+ZL+Rs+ZC1))/(ZC2+ZC+ZL+Rs+ZC1);%impedancia vista pelo coletor de Q1 na direção da realimentação desprezando a resistencia vista na entrada de Q1 que é muito elevada comparada com a impedancia de C1

Rcoletor=(Zbeta*Rincc*ZRFC)/(Zbeta+Rincc+ZRFC);%calculo da impedancia total vista do coletor

%%

%Calculo do ganho

Av=(-Rcoletor)/R3;

A=abs(Av);

%cálculo do ganho A para o oscilador de cristal:

clear all;

close all;

%%Declaração de variáveis:

w0=2.4576*10^6; %frequência de oscilação em Hz

ZRFC=1j*w0*10^(-3); % impedância da bobina RFC

Rpi1=127; %impedância do Rpi do Q1

Rpi2=3125; %impedância do Rpi do Q2

Rpi3=320; %impedância do Rpi do Q3

Beta=166; %valor do parâmetro beta de todos os BJT

ZC3=1/(1j*10^-9*w0);%impedância do C3

ZC4=1/(1j*10^-9*w0);%impedância do C4

R1=3300;

R2=3300;

R3=330;

R4=56000;

R5=33000;

R10=330;

R6=3300;

R7=27000;

R8=5600;

Rp=R8*R7/(R8+R7); %R8//R7

Rp2=Rpi3+(Beta+1)*R10*Rp/(Rpi3+(Beta+1)*R10+Rp); %Rin de Q3//Rp

ZC2=1/(1j*100*10^(-12)*w0);%impedância do C2

ZLe=1j*w0*131*10^(-6);%impedância do Le

Re=445;%impedância do Re

ZC1=1/(1j*47*10^(-12)*w0);%impedância do C1

RinQ1=1650*(Rpi1+(Beta+1)*R3)/(1650+(Rpi1+(Beta+1)*R3)); %Rin de Q1

PC1Rin=ZC1*RinQ1/(ZC1+RinQ1); %Impedância do paralelo de C1 com a impedância vista para a entrada de Q1

%%

%Calculo das impedâncias

SaidaCC=(R6*(ZC4+Rp2))/(R6+ZC4+Rp2);%saída vista pelo emissor de Q2

Rincc=ZC3+((R4*R5/(R4+R5))*(Rpi2+(Beta+1)*SaidaCC))/((R4*R5/(R4+R5))+(Rpi2+(Beta+1)*SaidaCC));%impedancia vista do coletor de Q1 em direção a Q2

Zbeta=(ZC2*(Re+ZLe+PC1Rin))/(ZC2+ZLe+Re+PC1Rin);%impedância vista pelo coletor de Q1 na direção da realimentação desprezando a resistência vista na entrada de Q1 que é muito elevada comparada com a impedância de C1

Rcoletor1=(Rincc*ZRFC)/(Rincc+ZRFC);%Parte da impedância vista do coletor

Rcoletor=Zbeta*Rcoletor1/(Zbeta+Rcoletor1); %Impedância total vista do coletor

%%

%Calculo do ganho

Av=(-Rcoletor)/R3;

A=abs(Av);

%calculo do ganho A do amplificador:

clear all;

close all;

%%Declaração de variaveis:

w0=80000; %frequencia de oscilação em Hz

Rpi6=1200; %impedancia do Rpi do Q2

Beta=166; %valor do parametro beta de todos os BJT

ZC11=1/(1j*150*10⁻⁹*w0);%impedancia do C3

ZCexit=1/(1j*150*10⁻⁹*w0);%impedancia do C de saída

R16=1000;

R17=330;

R18=56000;

R19=33000;

R20=1000;

R1div=8200; %reistencia 1 do divisor resistivo

R2div=1200; %resistencia 2 do divisor resistivo

Rdiv=(R1div*R2div)/(R1div+R2div); %equivalente do divisor resistivo

Req=R18*R19/(R18+R19);

%%

%Calculo das impedancias

ZEQ6=R20*(ZCexit+Rdiv)/(R20+(ZCexit+Rdiv)); %impedancia vista do emissor de Q6

Req2=Req*(Rpi6+(Beta+1)*ZEQ6);

ZColetor=R16*(ZC11+Req2)/(R16+(ZC11+Req2));

RColetor=abs(ZColetor);

%%

%Calculo do ganho

Av=RColetor/R17;

REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] **Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith** “*Microeletrônica*” Pearson Education do Brasil 2007
- [2] **Bruce Carter** “*RF and IF amplifiers with op amps*” Texas Instruments Incorporated 2005.
- [3] **Guillermo Gonzalez** “*Foundations of Oscillator Circuit Design*” Artech House, Inc. 2007.
- [4] **Jerry A. Lichter** “*Crystals and Oscillators*” JL9113 Rev. B.
- [5] **Maxim Goryachev, Serge Galliou, Philippe Abbe, and Vadim Komine** “*Oscillator Frequency Stability Improvement by Means of Negative Feedback*” IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 58, no. 11, November 2011.
- [6] **Randall W. Rhea** “*Oscillator Design And Computer Simulation*” Noble Publishing Corporation - 2nd Edition 1995.
- [7] http://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect visualizado em Julho de 2014
- [8] **Robert Weaver** “*Numerical Methods for Inductance Calculation*” <http://electronbunker.ca/CalcMethods3b.html> visualizado em Junho de 2014.
- [9] **Robert Weaver** “*Calculation formulas of coil inductance*” <http://coil32.narod.ru/faq-en.html> visualizado em Junho de 2014.
- [10] **Robert J. Matthys** “*Crystal Oscillator Circuits*” Krieger Publishing Company - Revised Edition 1992.
- [11] **Liam Devlin** “*Mixers*”
- [12] **Nikhil Nayak** “*Active Transistor Mixer*” B.E., Mumbai University, India, 2007
- [13] **Iulian Rosu** “*RF Mixers*” YO3DAC / VA3IUL
- [14] **David M. Pozar** “*Microwave Engineering*” Fourth Edition, University of Massachusetts at Amherst, 2012

Estes anexos só estão disponíveis para consulta através do CD-ROM.
Queira por favor dirigir-se ao balcão de atendimento da Biblioteca.

Serviços de Biblioteca, Informação Documental e Museologia
Universidade de Aveiro